

ŘADA B - PRO KONSTRUKTÉRY

ČASOPIS PRO ELEKTRONIKU
ROČNÍK XLII/1993 • • ČÍSLO 4

V TOMTO SEŠITĚ

Samsung se představuje	121
OPERAČNÍ ZESILOVAČE nejen podle pana Soclofa	
Rešené úkoly pro obvody s OZ	123
Neinvertující zesilovač	123
Invertující zesilovač	123
Rozdílový zesilovač	123
Součtový zesilovač	124
Převodník proud-napětí	124
Převodník napětí-proud	124
Aktivní dolní propust	124
Horní propust	125
Přesný dvoucestný usměrňovač	125
Přesný vrcholový detektor	125
Logaritmický převodník	126
Exponenciální převodník	126
Proudový integrátor	126
Schmittův klopný obvod	126
Stabilizátor napětí	127
Zdroj konstatního proudu	127
Zdroj proudu	128
Zesilovače s regulací zesílení	128
a další (celkem 85) řešené úlohy.	
Měření střídy srovnávací osciloskopickou metodou	151
Akustické výstupní zařízení Telegram	153
Technické údaje vybraných operačních zesilovačů	
Linear Technology	154
Inzerce	160

AMATÉRSKÉ RÁDIO ŘADA B

Vydavatel: Vydavatelství MAGNET-PRESS, s. p., 135 66 Praha 1, Vladislavova 26, tel. 26 06 51.

Redakce: 113 66 Praha 1, Jungmannova 24, tel. 26 06 51. Šéfredaktor L. Kalousek, OK1FAC, linka 354, sekretariát linka 355.

Tiskne: Naše vojisko, tiskárna, závod 08, 160 05 Praha 6, Vlastina ulice č. 889/23.

Rozšířuje Magnet Press a PNS, informace o předplatném podá a objednávky přijímá každá administrace PNS, pošta, doručovatel a předplatitelské středisko. Objednávky předplatného přijmá i redakce. Velkoobchodatel a prodejci si mohou objednat tento titul za výhodných podmínek přímo na oddělení velkoobchodu Vydavatelství MAGNET Press (tel. 26 06 51 - 9, linka 386).

Podávání novinových zásilek povoleno Ředitelstvím pošt. přepravy Praha č. 348/93 ze dne 2. 2. 1993.

Pololetní předplatné 29,40 Kčs. Objednávky do zahraničí vyřizuje ARTIA, a.s., Ve směřování 30, 11 27 Praha 1.

Inzerci přijímá osobně i poštou Vydavatelství MAGNET-PRESS, inzerční oddělení, Jungmannova 24, 113 66 Praha 1, tel. 26 06 51-9, linka 294 i redakce AR.

Za původnost a správnost příspěvku odpovídá autor.

Nevyžádané rukopisy nevracíme.

ISSN 0139-7087 číslo indexu 46 044.

Toto číslo má výjít podle plánu 16. 7. 1993.

© Vydavatelství MAGNET-PRESS 1993

SAMSUNG

SE PŘEDSTAVUJE

V našich přehledech historie a současnosti předních světových firem z oblasti elektroniky a výpočetní techniky chyběla zatím firma z Korejské republiky. Přitom přední korejské firmy jsou dnes na světových trzích důstojnými partnery předních světových firem, jimž úspěšně v mnoha oblastech konkurují.

Vedoucí obchodní společností v Korejské republice je v současné době firma Samsung, která oslavila před několika lety 50. výročí svého založení. Samsung rozvíjí své aktivity především ve třech oborech techniky: v elektronice, inženýrství a v chemii. Pokud jde o elektroniku je snažou firmy stát se vedoucím výrobcem jak v oblasti spotřební elektroniky, tak v oblasti průmyslové elektroniky. Jméno Samsung má v Koreji velmi dobrý zvuk a je spojováno s pojmy jako neustálé inovace, jakost a stálý rozvoj výroby. Navíc, jak říká předseda společnosti Samsung, Lee, Kun Hee, „pracovali jsme na naší dobré reputaci dlouho a tvrdě, nyní, a více než když jindy, musíme navíc pracovat tak, abychom přispěli k zajištění uspokojivějšího a šťastnějšího života pro lidi na celém světě.“

Z historie

Historie společnosti Samsung začala v roce 1938, kdy zakladatel firmy, Lee, Byung-Chull, začal v Taegu svoji činnost s počátečním kapitálem asi \$ 2 000 a zhruba 40 zaměstnanci. Firma spolupracovala s partnery v tehdejším Mandžusku a v dalších sousedních oblastech a rychle se rozvíjela.

V roce 1948 bylo sídlo firmy přeneseno do Soulu a současně firma začala vyvíjet aktivity v celé jihozápadní Asii i ve Spojených státech, čímž se transformovala na mezinárodní obchodní společnost.

V 60. letech byla společnost Samsung na čele ekonomické rekonstrukce korejského průmyslu. Rekonstrukce začala po skončení korejské války a Samsung již v roce 1953 realizoval domácí technologii vybavenou velkou stavbou – rafinerii cukru. V příštím roce se společnost začala zabývat i zpracováním vlny s využitím nejmodernější technologie a kontroly jakosti. Koncem 50. let je Samsung již největší korejskou společností s širokými zájmy v obchodě, lehkém průmyslu a bankovnictví.

V sedesátých letech se korejský průmysl rozvíjel bouřlivým tempem. V této době se stal Samsung např. největším výrobcem hnojiv na světě (produkce 330 000 tun za rok), což kromě jiného umožnilo splnit jeden z plánů Korejské republiky té doby – stát se soběstačnou ve „výrobě“ rýže. Další aktivity společnosti byly zaměřeny do těžkého a chemického průmyslu, od roku 1969 i do elektrotechnického průmyslu. V této době prvním cílem společnosti bylo získat moderní technologie a druhým cílem proniknout na světové trhy.

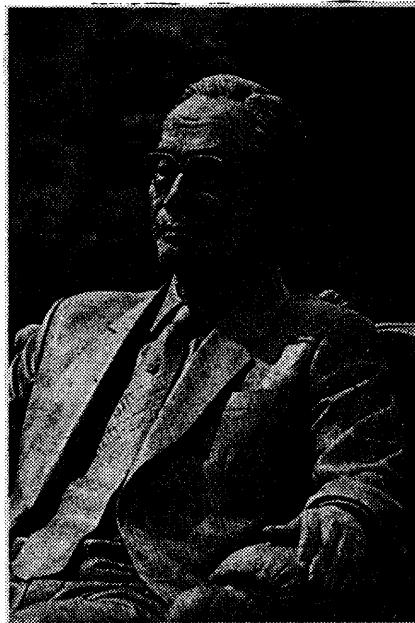
Rozvoj korejského průmyslu neskončil ani v 70. letech, pozadu nezůstávala ani společnost Samsung. V roce 1974 rozšířila své aktivity i do těžkého průmyslu, stavby lodí, petrochemie, přesného strojírenství a „kosmického“ průmyslu. Pokud jde o elektroniku, např. křemíkové plátky začal Samsung vyrábět v roce 1974, ve stejném roce začala výroba elektronových trysek pro osciloskopu. Ještě koncem 70. let vyráběl Samsung videorekordéry, integrované obvody pro televizní přijímače a telefonní ústředny.

V 80. letech se stal Samsung pionýrskou společností v tzv. high-tech, investoval velké

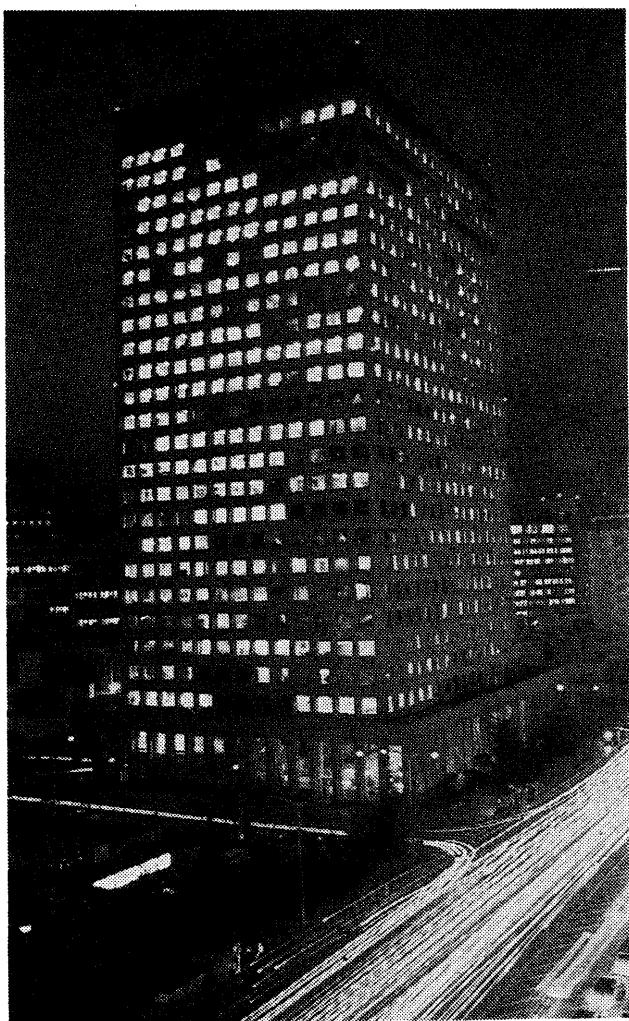
prostředky do projektu VLSI (integrované obvody s velkou hustotou integrace). Využíval a vyráběl polovodičový čip DRAM 4 M (v roce 1989) a v roce 1990 dokázal na DRAM 16 M, že jím používané technologie dosáhly mezinárodně uznávané úrovně. Také vlastní technologie používané firmou Samsung se ukázaly jako velmi dobré a umožnily výrobu speciálních integrovaných obvodů (ASIC) a mikroprocesorů pro širokou oblast výrobků spotřební i průmyslové elektroniky. Samsung dosáhl vynikajících výsledků i při vývoji dalších technologických postupů, v genetickém inženýrství je toho důkazem např. vývoj tzv. interferonů (z roku 1982) a dále např. vývoj a výroba průmyslových robotů (v roce 1984). V 80. letech by také založen první zahraniční závod Samsung v Portugalsku na výrobu zařízení pro spotřební elektroniku.

V 90. letech pak rozvoj firmy pokračoval a byl zaměřen především na elektroniku, strojírenství a chemický průmysl. U společnosti Samsung proběhla a stále ještě probíhá změna řízení, která je založena na třech klíčových konceptech: na řízení orientované na „člověka“ (human-oriented management), na řízení, orientované na moderní techniku (technology-oriented management) a na řízení, které se samo „seřizuje“ (self-regulating management). Výsledky všech změn by měly být zárukou toho, že i v 21. století bude Samsung jednou z vedoucích světových průmyslových společností, přitom deviza společnosti zůstává stejná jako v minulosti: plně uspokojovat potřeby zákazníků zbožím i službami co nejvyšší jakosti. Přitom se počítá, že roční obrat společnosti bude kolem roku 2000 asi 200 miliard dolarů.

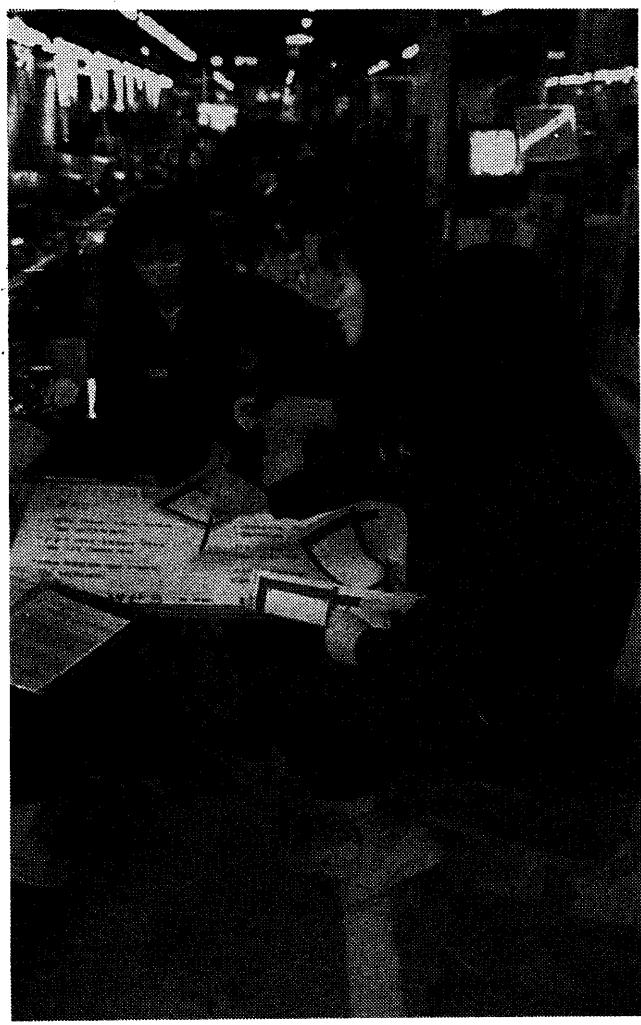
Vedoucí roli firmy Samsung Electronics Co. v Koreji dokumentuje to, že v roce 1991 dosáhla jako první ve vývozu zboží do zahraničí za jeden rok sumy 4 miliard dolarů, což



Zakladatel firmy Samsung, Lee, Byung-Chull



Sídlo vedení společnosti v Soulu



Porada kontrolorek jakosti výroby

bylo celkem 2 % celkového ročního vývozu všech korejských elektronických výrobců. Důležitost celé společnosti Samsung pro korejskou společnost dokumentuje kromě jiného i skutečnost, že v roce 1991 bylo mezi stovkou předních korejských firem (pokud jde o objem celkových obchodů) všech 12 firem, sdružených ve společnosti. Než si uvedeme pro zajímavost seznam firem, sdružených ve společnosti Samsung, ještě jedna zajímavost – moderní řízení společnosti je zajištěno i sítí VAN (value-added network), instalovanou mezi Samsung a subdodavatele, což umožňuje přesnou a operativní informovanost o všem, co je k řízení tak rozsáhlého kolosu třeba.

Společnost Samsung tvoří tyto firmy:

Samsung Electronics Co., má své počítačové závody v USA a v SRN, ve Střední a Jižní Americe a v Asii. Firma investuje především do výroby a výzkumu polovodičových součástek a do vývoje nových výrobků. Výsledkem bylo např. zavedení výroby přehrávačů CD, televizních přijímačů s velkou rozlišovací schopností a velkoplošnou obrazovkou atd. Kromě TVP, videomagnetofonů a přehrávačů CD vyrábí firma i digitální kazetové magnetofony, „barevné“ tiskárny, rozhlasová zařízení, zařízení pro domácí automatizaci, notebooky (ve spolupráci s firmou Motorola), automatizační zařízení pro kanceláře, faxy a kopírky. Firma má čtyři hlavní závody: *Consumer Electronics Business* (audio/video, zařízení pro domácnost,

chladicí a topná zařízení, kancelářské stroje, průmyslová automatizační zařízení), *Computer a Systems Business* (PC, přenosná PC, mikro/minipočítací, LAN, VAN, CTS, IBS, multimedia atd.), *Semiconductor Business* (paměti, lineární IO, logické IO, spotřebitelské IO, mikroprocesory, MOSFET, LCD atd.), *Information Systems Business* (komunikační systémy s vláknovou optikou, telekomunikační zařízení, integrované telekomunikační systémy, automatizační zařízení atd.).

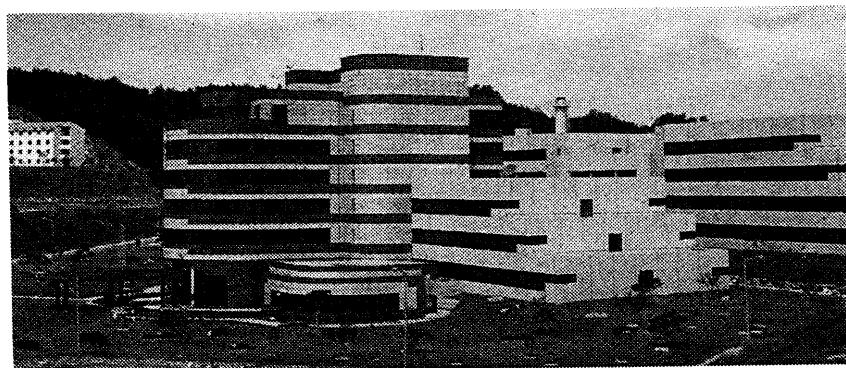
Samsung Electron Devices Co. vyrábí barevné obrazovky, obrazovky pro speciální účely, ploché panelové displeje a informační panely. Tato firma spolupracuje kromě jiného i s firmou Hewlett-Packard, má kancelář např. i ve Frankfurtu.

Samsung Electro-mechanics Co. byla založena v roce 1973 a vyrábí hlavy pro magnetofony (audio/video), mikromotory

pro kamkordery, zařízení pro kabelovou televizi a zařízení pro průmyslové účely.

Další firmy společnosti jen stručně: *Samsung Corning Co.*, vyrábí speciální skleněné výrobky (např. baňky pro obrazovky) a technickou keramiku, *Samsung Medical Systems Co.* ve spolupráci s General Electric vyrábí např. rentgenové přístroje, monitorovací systémy atd. *Samsung Data Systems Co.* se zabývá vývojem software pro SI (system integration), VAN, CIM (computer-integrated manufacturing), POPS (practical office publishing software) atd., *Samsung Hewlett-Packard Co.* je distribuční firmou počítačů a měřicích přístrojů.

Ostatní firmy společnosti Samsung se zabývají výrobou v oblasti těžkého průmyslu, petrochemického, chemického, potravinářského a jiného průmyslu, včetně např. hodinářského, společnost má i vlastní pojíšťovnu, poskytuje finanční a informační služby.



Budova výzkumného ústavu Samsung (Advanced Institute of Technology)

OPERAČNÍ ZESILOVAČE nejen podle pana Soclofa

Ing. Josef Punčochář

V roce 1988 jsem si koupil ruský překlad knihy [1] Sidney Soclofa: *Analog Integrated Circuits*, Prentice-Hall, Inc. 1985. Operačním zesilovačům je věnováno asi 130 stran textu. Z toho 33 stran tvoří zadání příkladů, které nejsou vyřešeny. Při jejich řešení jsem zjistil, že soubor tvoří příkladný výběr různých principů, které jsou při aplikacích operačních zesilovačů využívány. Způsob řešení příkladů je užitečným přehledem postupů, které lze používat při analýze obvodů s operačními zesilovači.

Proto základní osnovou této publikace budou příklady podle „pana Soclofa“ s doplněním podle vlastních zkušeností a běžně dostupné literatury.

Základní definice rozdílového operačního zesilovače je uvedena například v [2]. Je definován ideální operační zesilovač, jsou definovány parametry neideálních zesilovačů, jsou odvozeny základní vlastnosti neinvertujícího a invertujícího zapojení operačního zesilovače.

— Pokud nebude uvedeno jinak, uvažujeme, že operační zesilovač je ideální, s nekonečně velkým zesílením bez zpětné vazby A_{OL} .

ŘEŠENÉ ÚKOLY

ÚKOL 1: Dokažte, že zesílení neinvertujícího zesilovače na obr. 1 je popsáno vztahem $A_N = u_o/u_i = (1 + Z_2/Z_1)/(1 + (1 + Z_2/Z_1)/A_{OL})$.

Pro reálný zesilovač platí

$$u_o = u_d \cdot A_{OL},$$

kde u_o je výstupní napětí,

u_d rozdílové (diferenční) napětí na vstupu, A_{OL} zesílení bez zpětné vazby.

Zanedbáme-li vstupní proudy operačního zesilovače, platí

$$u_i = u_d + u_- = u_o/A_{OL} + u_-$$

$$u_- = u_o \cdot Z_1/(Z_1 + Z_2)$$

u_- je napětí na invertujícím vstupu.

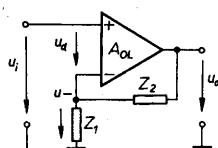
Řešením posledních dvou rovnic snadno určíme

$$A_N = u_o/u_i = (1 + Z_2/Z_1)/(1 + (1 + Z_2/Z_1)/A_{OL}) \quad (1).$$

Pro ideální operační zesilovač je $A_{OL} = \infty$ ($u_d = 0$) a

$$A_N = 1 + Z_2/Z_1 \quad (1a).$$

Zesílení určují pouze zpětnovazební impedance Z_1 a Z_2 , operační zesilovač nemá vliv.

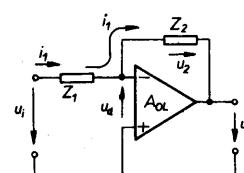


Obr. 1. Zapojení neinvertujícího zesilovače

Do neinvertujícího vstupu neteče žádný proud, vstupní odpor zapojení na obr. 1 je nekonečně velký.

ÚKOL 2: Dokažte, že zesílení invertujícího zesilovače na obr. 2 je

$$A_{IN} = u_o/u_i = -(Z_2/Z_1)/(1 + (1 + Z_2/Z_1)/A_{OL}).$$



Obr. 2. Zapojení invertujícího zesilovače

Úbytek napětí na impedanci Z_1 je roven součtu napětí u_i a u_d . Proto

$$i_1 = (u_i + u_d)/Z_1.$$

Zanedbáme-li vstupní proudy operačního zesilovače, platí

$$u_2 = Z_2 \cdot i_1.$$

Dále platí

$$u_o = -u_d - u_2.$$

Dosadíme-li za $u_d = u_o/A_{OL}$, lze z uvedeného souboru vztahů snadno určit, že

$$u_o = -u_o/A_{OL} - (Z_2/Z_1) \cdot (u_i + u_o/A_{OL}).$$

Po jednoduché úpravě dostaneme

$$A_{IN} = u_o/u_i = -(Z_2/Z_1)/(1 + (1 + Z_2/Z_1)/A_{OL}) \quad (2).$$

Pro ideální operační zesilovač je $A_{OL} = \infty$ ($u_d = 0$) a

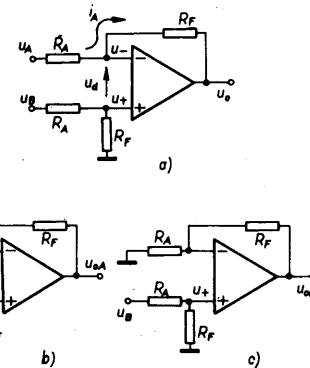
$$A_{IN} = -Z_2/Z_1 \quad (2a),$$

zesílení opět určují pouze zpětnovazební impedance obvodu.

Vstupní proud je určen napětím u_i a impedancí Z_1 , proto vstupní impedance zapojení na obr. 2 je rovna přímo impedanci Z_1 .

ÚKOL 3: Rozdílový zesilovač (obr. 3) – dokažte, že zesílení je popsáno vztahem $u_o = R_F/R_A \cdot (u_B - u_A)$.

Řešení 1: Předpokládáme, že $A_{OL} = \infty$, $u_d = 0$. Platí:



Obr. 3.a) Zapojení rozdílového zesilovače, b) určení „příspěvku“ napětí u_A , c) určení „příspěvku“ napětí u_B

$u_+ = u_B R_F/(R_A + R_F)$ je napětí na neinvertujícím vstupu,

$$i_A = (u_A - u_o)/(R_A + R_F),$$

$$u_- = u_A - R_A i_A = u_A - R_A \cdot (u_A - u_o)/(R_A + R_F).$$

Pro ideální operační zesilovač platí

$$u_+ - u_- = u_d = 0,$$

proto $u_+ = u_-$. Odsud lze určit

$$u_B R_F/(R_A + R_F) = u_A - R_A \cdot (u_A - u_o)/(R_A + R_F).$$

Úpravou dostaneme

$$u_o = (u_B - u_A) \cdot R_F/R_A \quad (3).$$

Řešení 2: Pomocí principu superpozice – počítáme „příspěvek“ každého signálu zvlášť, přičemž ostatní signály jsou nulové (ostatní vstupy připojíme na zem).

Napětí u_A je zesilováno „invertující cestou“. Při $u_B = 0$ je „příspěvek“ napětí u_A k výstupnímu napětí možno počítat podle vztahu (úkol 2 – obr. 3b)

$$u_{oA} = -u_A R_F/R_A.$$

Napětí u_B je zesilováno „neinvertující cestou“. Nejdříve je ovšem děleno děličem R_A , R_F , $u_+ = u_B R_F/(R_A + R_F)$.

Při $u_A = 0$ (obr. 3c) je „příspěvek“ napětí u_B k výstupnímu napětí možné určit podle vztahu (úkol 1)

$$u_{oB} = u_+ (1 + R_F/R_A) = \frac{u_B R_F}{R_A + R_F} \cdot \frac{R_A + R_F}{R_A} = u_B R_F/R_A.$$

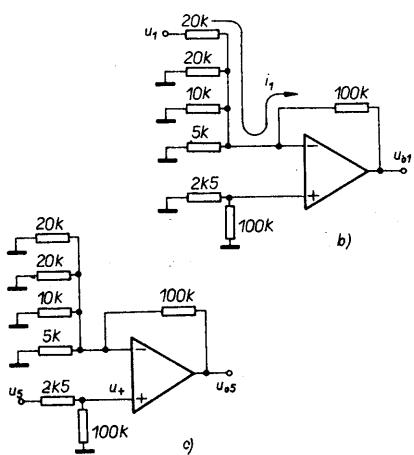
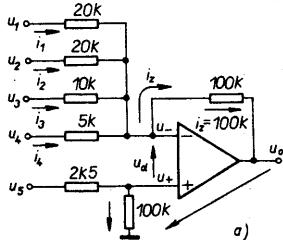
Pokud pracuje zesilovač v lineární oblasti, platí pro „celkové“ výstupní napětí princip superpozice, jednotlivé „příspěvky“ lze sečít. Proto

$$u_o = u_{oA} + u_{oB} = (u_B - u_A) R_F / R_A.$$

Pomocí principu superpozice můžeme snadno určit i zesílení pro neideální operační zesílovač, použijeme-li vztahy (1) a (2) z úkolů 1 a 2

$$u_o = (u_B - u_A) (R_F / R_A) / [1 + (1 + R_F / R_A) / A_{OL}] \quad (3a).$$

ÚKOL 4: Součetový zesílovač (obr. 4) – dokážte, že

$$u_o = -5u_1 - 5u_2 - 10u_3 - 20u_4 + 40u_5.$$


Obrazec 4.a) Součetový zesílovač, b) určení „příspěvku“ napětí u_1 , c) určení „příspěvku“ napětí u_5

Řešení 1: Předpokládáme ideální operační zesílovač, $u_d = 0$.

Platí $u_- = u_+$,

$$u_+ = u_5 \cdot 100 / (100 + 2,5),$$

$$i_1 = (u_1 - u_+) / 20 \text{ k}\Omega, \quad i_2 = (u_2 - u_+) / 20 \text{ k}\Omega,$$

$$i_3 = (u_3 - u_+) / 10 \text{ k}\Omega, \quad i_4 = (u_4 - u_+) / 5 \text{ k}\Omega.$$

Přes zpětnovazební rezistor musí protéci proud

$$i_z = i_1 + i_2 + i_3 + i_4$$

a platí

$$u_o = u_- - i_z \cdot 100 \text{ k}\Omega = u_+ - i_z \cdot 100 \text{ k}\Omega = u_+ - 100 \text{ k}\Omega [(u_1 - u_+) / 20 \text{ k}\Omega + (u_2 - u_+) / 20 \text{ k}\Omega + (u_3 - u_+) / 10 \text{ k}\Omega + (u_4 - u_+) / 5 \text{ k}\Omega] = \pi - 5u_1 - 5u_2 - 10u_3 - 20u_4 + 41u_+ = -5u_1 - 5u_2 - 10u_3 - 20u_4 + 40u_5.$$

Řešení 2: Pomocí principu superpozice – obdobně jako v úkolu 3.

„Příspěvek“ napětí u_1 (obr. 4b) je

$$u_{o1} = -u_1 \cdot 100 \text{ k}\Omega / 20 \text{ k}\Omega = -5u_1,$$

ostatní rezistory připojené z invertujícího vstupu proti zemi se neuplatňují, protože je na nich nulové napětí a proto jimi neprotéká žádny proud.

Analogicky určíme „příspěvky“ napětí u_2 , u_3 a u_4 k výstupnímu napětí u_o :

$$u_{o2} = -u_2 \cdot 100 \text{ k}\Omega / 20 \text{ k}\Omega = -5u_2,$$

$$u_{o3} = -u_3 \cdot 100 \text{ k}\Omega / 10 \text{ k}\Omega = -10u_3,$$

$$u_{o4} = -u_4 \cdot 100 \text{ k}\Omega / 5 \text{ k}\Omega = -20u_4.$$

Situace pro napětí u_5 je na obr. 4c. Paralelně řazené odpory 20k, 20k, 10k a 5k tvoří ekvivalentní odpor 2k5 a proto

$$u_{o5} = u_+ \cdot (1 + 100 \text{ k}\Omega / 2k5) = \frac{u_+ \cdot 100 \text{ k}\Omega}{100 \text{ k}\Omega + 2k5} = \frac{2k5 + 100 \text{ k}\Omega}{2k5} = 40u_5.$$

Pokud pracuje zesílovač v lineární oblasti, lze jednotlivé složky výstupního napětí sečist a platí

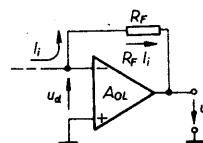
$$u_o = u_{o1} + u_{o2} + u_{o3} + u_{o4} + u_{o5} = -5u_1 - 5u_2 - 10u_3 - 20u_4 + 40u_5.$$

ÚKOL 5: Převodník proud – napětí (obr. 5)

– dokážte, že

$$\text{a) výstupní napětí je } u_o = -I_R F / (1 + 1/A_{OL}) \doteq -I_R F$$

$$\text{b) vstupní odpor } R_i \text{ je určen vztahem } R_i = R_F / (1 + A_{OL}) \doteq R_F / A_{OL}.$$



Obr. 5. Převodník proud – napětí

Zanedbáme-li vstupní proud operačního zesílovače, platí pro výstupní napětí

$$u_o = -R_F i_L - u_d.$$

Dále platí $u_d = u_o / A_{OL}$ a proto po úpravě dostaneme

$$u_o = -I_R F / (1 + 1/A_{OL}) \quad (4).$$

Je zřejmě, že pro $A_{OL} \gg 1$ lze výraz $1/A_{OL}$ proti 1 zanedbat.

Při dané orientaci proudu i_L a napětí u_d je vstupní odpor R_i určen vztahem (minus proto, že šipka proudu jde proti směru u_d)

$$R_i = -u_d / i_L = -u_o / (A_{OL} i_L) = -I_R F / (1 + 1/A_{OL}) / A_{OL} i_L = R_F / (1 + A_{OL}). \quad (5)$$

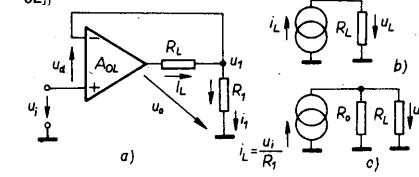
Pro ideální operační zesílovač ($A_{OL} \rightarrow \infty$) tedy výstupní napětí odpovídá pouze vstupnímu proudu i_L a vstupní odpor převodníku je nulový.

ÚKOL 6: Převodník napětí – proud (obr. 6)

– dokážte, že

$$\text{a) pro } A_{OL} \gg 1 + R_L / R_1 \text{ platí } i_L = u_i / R_1,$$

$$\text{b) obecně platí } i_L = u_i / [R_1 (1 + (1 + R_L / R_1) / A_{OL})].$$



Obr. 6.a.) Převodník napětí – proud, b) náhradní schéma s ideálním zdrojem proudu, c) s neideálním zdrojem proudu

Řešení a: Předpokládáme ideální operační zesílovač, $A_{OL} = \infty$. Potom platí přímo $u_d = 0$ a $u_1 = u_i$. Rezistorem R_1 proto protéká proud $i_1 = u_i / R_1 = u_i / R_1$, a jsou-li vstupní proudy zesílovače zanedbatelné, platí

$$i_L = i_1 = u_i / R_1 \quad (6).$$

Řešení b: Není-li $A_{OL} = \infty$, musíme uvažovat i rozdílové napětí $u_d = u_o / A_{OL}$ a musíme proto určit i velikost u_o .

Pro $i_1 = i_L$ zřejmě platí

$$u_o = R_L i_L + R_1 i_L,$$

$$u_i = u_d + R_1 i_L = u_o / A_{OL} + R_1 i_L.$$

Dosadíme-li do druhé rovnice za u_o , dostaneme

$$u_i = I_R (R_1 + R_1) / A_{OL} + R_1 i_L$$

a úpravou snadno určíme, že

$$I_R = u_i / [R_1 (1 + (1 + R_L / R_1) / A_{OL})] \quad (7).$$

Vztah (7) přejde ve vztah (6), je-li $(1 + R_L / R_1) / A_{OL} \ll 1$.

Nevýhodou ovšem je, že žádný vývod zátěže R_L není připojen na zemní svorku. Lze určit i výstupní odpor převodníku napětí – proud – ideální situace je znázorněna na obr. 6b. Pro výstupní napětí platí $u_L = i_L R_L$. Neideální zdroj proudu s výstupním odporem R_o je na obr. 6c. Snadno určíme, že $u_L = u_i (R_L / R_1) / (1 + R_L / R_o)$. Použijeme-li nyní pro i_L na obr. 6b vztah (7), dostaneme $u_L = u_i (R_L / R_1) / [1 + (1 + R_L / R_1) / A_{OL}]$. Srovnáním vztahů pro obr. 6b a obr. 6c zjistíme, že odpovídající výstupní odpor je dán vztahem

$$R_o = A_{OL} R_1 R_L / (R_1 + R_L).$$

Pro ideální operační zesílovač je výstupní odpor vždy nekonečně velký a proud i_L není závislý na velikosti výstupního napětí.

ÚKOL 7: Aktivní dolní propust 1. řádu (integrátor, obr. 7)

– dokážte, že

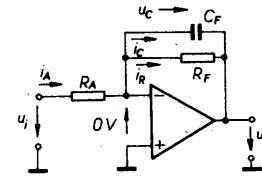
$$\text{a) pro zesílení harmonického signálu platí vztah} \quad A = u_o / u_i = - \frac{R_F}{R_A} \cdot \frac{1}{1 + j\omega R_F C_F};$$

b) je-li u_i jednotkový skok s amplitudou U_i , platí pro výpočet napětí vztah

$$u_o = -U_i (R_F / R_A) [1 - \exp(-t / (R_F C_F))]$$

a pro $t < 0$, $R_F C_F$ je

$$u_o = -U_i t / (R_A C_F).$$



Obr. 7. Dolní propust 1. řádu

Při řešení úkolu a vydeme ze vztahu (2a) (úkol 2), přičemž $Z_1 = R_A$ a

$$Z_2 = \frac{R_F \cdot 1 / (j\omega C_F)}{R_F + 1 / (j\omega C_F)} = \frac{R_F}{1 + j\omega C_F R_F}.$$

Potom dostaneme přímo

$$-A = u_o / u_i = -Z_2 / Z_1 = - \frac{R_F}{R_A} \cdot \frac{1}{1 + j\omega C_F R_F} \quad (8).$$

Řešení úkolu b je poněkud obtížnější, ale lze je nalézt například s pomocí [3]. Použijeme-li se Laplaceovy transformace, lze získat obrazový přenos (impedanci), nahradíme-li výraz $1/(j\omega C)$ výrazem $1/(pC)$ a výraz $j\omega L$ výrazem pL ($j\omega \rightarrow p$). Vztah (8) potom přejde ve vztah

$$A(p) = U_o(p) / U_i(p) = - \frac{R_F}{R_A} \cdot \frac{1}{1 + p C_F R_F} \quad (9).$$

Který platí pro Laplaceovu transformaci. Proto platí také

$$U_o(p) = - \frac{R_F}{R_A} \frac{1/\tau}{1/\tau + p} \cdot U_i(p) \quad (10)$$

kde $\tau = R_F C_F$,

$U_o(p)$ je obrazem výstupního a $U_i(p)$ vstupního napětí. Obraz jednotkového skoku o amplitudě $U_i(t=0)$ v Laplaceově transformaci je

$$U_i(t=0) = U_i/p.$$

Obraz výstupního napětí je potom popsán vztahem (odezva na jednotkový skok)

$$U_o(p) = - \frac{R_F}{R_A} U_i \frac{1/\tau}{p(p+1/\tau)}$$

Odezva na jednotkový skok v časové oblasti se musí určit pomocí zpětné Laplaceovy transformace

$$u_o(t) = L^{-1} \left[- \frac{R_F}{R_A} U_i \frac{1/\tau}{p(p+1/\tau)} \right] = - \frac{R_F}{R_A} \frac{U_i}{\tau} L^{-1} \left[\frac{1}{p(p+1/\tau)} \right].$$

Pomocí slovníku Laplaceovy transformace [např. [3] – str. 312] snadno zjistíme, že

$$L^{-1} \left[\frac{1}{(p+a)(p+b)} \right] = \frac{1}{a-b} \cdot [\exp(-bt) - \exp(-at)],$$

pro nás případ je $a = 0$ a $b = 1/\tau$, proto

$$u_o(t) = - \frac{R_F}{R_A} \frac{U_i}{\tau} \frac{\exp(-t/\tau) - \exp(0)}{0 - 1/\tau} = - \frac{R_F}{R_A} U_i [1 - \exp(-t/\tau)] \quad (11).$$

Ke stejnemu výsledku musíme ovšem dospat i klasickou metodou. Pro ideální operační zesilovač platí

$$i_A = U_i/R_A, u_o = -u_C,$$

$$i_A = i_C + i_R,$$

$$U_i/R_A = C_F \frac{du_C}{dt} + \frac{u_C}{R_F} = -C_F \frac{du_o}{dt} - \frac{u_o}{R_F}.$$

Úpravou dostaneme diferenciální rovnici

$$\frac{du_o}{dt} + \frac{u_o}{C_F R_F} = - \frac{U_i}{R_A C_F} \quad (12).$$

Tuto rovnici můžeme řešit rovněž pomocí Laplaceovy transformace. Jestliže

$$U_i(t) = U_i(p),$$

$$U_o(t) = U_o(p),$$

$$U_o(t) = U_o(p),$$

potom dostaneme ($\tau = C_F R_F$)

$$p \cdot U_o(p) + U_o(p)/\tau = [-U_i(p)/\tau] \cdot (R_F/R_A).$$

Po úpravě

$$U_o(p) = - \frac{R_F}{R_A} \frac{1/\tau}{p + 1/\tau} U_i(p),$$

což je výraz identicky se vztahem (10) a další postup řešení je proto zcela stejný.

Člen $\exp(-t/\tau)$ lze rozvinout v řadu [4]

$$\exp(-t/\tau) = 1 - \frac{t/\tau}{1!} + \frac{(t/\tau)^2}{2!} - \frac{(t/\tau)^3}{3!} + \dots =$$

$$= |t/\tau| \ll 1 \approx 1 - t/\tau.$$

Ze vztahu (11) potom dostaneme

$$U_o(t \ll t/\tau) = - \frac{R_F}{R_A} U_i (1 - 1 + t/\tau) =$$

$$= -U_i t / (R_A C_F) \quad (13).$$

Podmínka $t/\tau \ll 1$ je vždy splněna, je-li $R_F = \infty$. Potom i $C_F R_F = \infty$ a z rovnice (12) snadno určíme, že

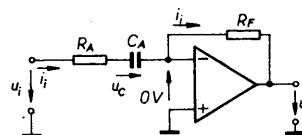
$$u_o(t) = - \frac{1}{R_A C_F} \int U_i dt,$$

obvod se chová jako integrátor.

ÚKOL 8: Horní propust (derivátor, obr. 8) – dokažte, že

a) pro zesílení harmonického signálu platí vztah $A = u_o/u_i = -j\omega C_A R_F / (1 + j\omega R_A C_A)$;

b) je-li U_i jednotkový skok s amplitudou U_i , je výstupní napětí $u_o(t) = -U_i (R_F/R_A) \exp[-t/(R_A C_A)]$.



Obr. 8. Horní propust 1. řádu

Při řešení úkolu a vyjdeme opět ze vztahu (2a), úkol 2, přičemž $Z_2 = R_F$ a $Z_1 = R_A + 1/(j\omega C_A)$. Snadno určíme

$$A = u_o/u_i = -Z_2/Z_1 = -j\omega C_A R_F / (1 + j\omega R_A C_A). \quad (14)$$

Při řešení úkolu b postupujeme analogicky s úkolem 7. Obrazový přenos ($j\omega \rightarrow p$) získáme ze vztahu (14)

$$A(p) = U_o(p)/U_i(p) = -p C_A R_F / (1 + p C_A R_A). \quad \text{Odsud dostaneme}$$

$$U_o(p) = -p C_A R_F U_i(p) / (1 + p C_A R_A).$$

Je-li přiveden na vstup jednotkový skok, je $U_i(p) = U_i/p$ a platí

$$U_o(p) = - \frac{p C_A R_F}{1 + p C_A R_A} \frac{U_i}{p} = - \frac{U_i R_F}{R_A} \frac{1}{p + 1/(C_A R_A)}.$$

Zpětnou transformaci získáme odezvu na jednotkový skok v časové oblasti

$$u_o(t) = L^{-1} \left[- \frac{U_i R_F}{R_A} \frac{1}{p + 1/(C_A R_A)} \right] = - \frac{U_i R_F}{R_A} \cdot \exp[-t/(R_A C_A)] \quad (15).$$

Ze vztahu (15) je zřejmé, že pro $t \ll R_A C_A$ je $u_o(t) = -U_i R_F / R_A$.

Předpokládáme-li $R_A = 0$, platí $U_i = U_C$ a proto $i_i = C_A dU_i/dt$. Dále platí $u_o = -i_i R_F$, tedy $u_o = -C_A R_F dU_i/dt$. Takový obvod se chová jako ideální derivátor. Při $R_A = 0$ je ovšem zesílení na vysokých kmitočtech velmi velké – není omezeno zpětnou vazbou – mohou vznikat problémy se stabilitou a šumy. Proto se odpor R_A zařazuje vždy, i když je potom derivátor méně ideální.

ÚKOL 9: Jednocestný usměrňovač (obr. 9)

– dokažte, že $u_o = U_i$ pro $U_i > 0$ (přesněji pro $U_i > U_D/A_{OL}$, kde U_D je úbytek napětí na diodě D v propustném směru) a $u_o = 0$ pro $U_i < 0$.

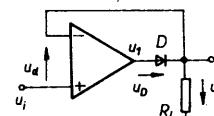
Aby dioda D vedla, musí přibližně platit $U_D = U_i - u_o > 500 \text{ mV}$.

Potom platí

$$U_i = u_d + u_o,$$

$$U_1 = U_D + u_o,$$

$$u_d = U_1/A_{OL} = U_D/A_{OL} + u_o/A_{OL}.$$



Obr. 9. Jednocestný usměrňovač

Snadno nyní určíme, že

$$U_i = U_D/A_{OL} + u_o/A_{OL} + u_o.$$

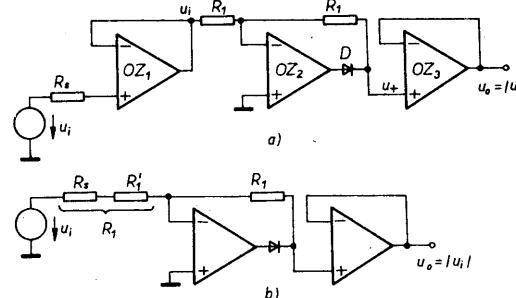
Jednoduchou úpravou dostaneme

$$u_o = (U_i - U_D/A_{OL}) / (1 + 1/A_{OL}) \quad (16).$$

Napětí $u_o = U_i$ pro $U_i > U_D/A_{OL}$ a $1 > 1/A_{OL}$.

Pro $U_i < 0$ je $u_1 < 0$, dioda D je rozpojena, napětí na rezistoru R_L může být vytvořeno pouze vstupním proudem invertujícího vstupu. Ten je ovšem u ideálního operačního zesilovače nulový. Proto lze uvažovat, že pro $U_i < 0$ je výstupní napětí u_o nulové.

ÚKOL 10: Precizní dvoucestný usměrňovač (obr. 10) – dokažte, že pro zapojení na obr. 10 platí $u_o = |U_i|$.



Obr. 10.a) Precizní dvoucestný usměrňovač se třemi OZ, b) se dvěma operačními zesilovači

Operační zesilovač OZ₁ tvoří sledovač (vstupní odpor stovky $M\Omega$), který zajišťuje, že výstupní odpor zdroje signálu R_s se „ne-přidává“ k odporu R_1 a neovlivňuje přenos zesilovače OZ₂. Pokud je výstupní odpor zdroje signálu zanedbatelný ($R_s \ll R_1$) nebo konstantní, lze použít zapojení podle obr. 10b a jeden operační zesilovač ušetřit.

Je-li $U_i > 0$, je na výstupu OZ₂ záporné napětí, dioda D je rozpojena (nevede proud). Napětí U_i „projde“ přímo přes oba rezistory R_1 na neinvertující vstup OZ₃, což je rovněž sledovač. Proto platí pro $U_i > 0$, že $U_+ = U_i$ a proto také $U_o = U_i$.

Je-li $U_i < 0$, je na výstupu OZ₂ kladné napětí, dioda D se sepne, zpětná vazba „około“ OZ₂ je uzavřena. OZ₂ tvoří zesilovač se zesílením -1 . Pro $U_i < 0$ je tedy $U_o = U_+ = -U_i > 0$.

Výstupní napětí je proto vždy kladné a jeho velikost odpovídá absolutní hodnotě napětí U_i – lze psát

$$U_o = |U_i| = U_i \text{ pro } U_i > 0 \\ -U_i \text{ pro } U_i < 0 \quad (17).$$

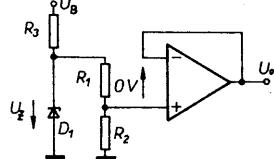
Významné je, že pro správnou funkci obvodu stačí nastavit shodu pouze dvou rezistorů.

ÚKOL 11: Precizní vrcholový detektor (obr. 11)

– dokažte, že výstupní napětí U_o je rovno meznímu kladnému napětí U_i . Jaký význam má druhý operační zesilovač, OZ₂?

funkcí napájecího napětí. Tuto závislost lze vyložit zařazením omezovače na výstup OZ například podle obr. 15c. Odvozené vztahy (21), (22) a (23) platí s tím, že $U_{sat}^+ = -U_{sat}^- = |U_{sat}| = U_Z + 2U_D$, kde U_D je úbytek na diodě v propustném směru (asi 0,5 až 0,6 V) a U_Z je napětí stabilizační diody D_5 .

ÚKOL 16: Stabilizátor napětí (obr. 16) – do-



Obr. 16. Stabilizátor napětí

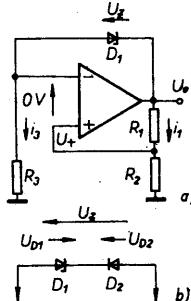
kažte, že pro výstupní napětí platí $U_o = U_Z R_2 / (R_1 + R_2)$, kde U_Z je napětí stabilizační diody.

Pokud jsou správně navrženy proudové poměry rezistorů R_3 , R_1 a R_2 , je na stabilizační diodě D_1 napětí U_Z a na neinvertujícím vstupu OZ je napětí

$$U_+ = U_Z R_2 / (R_1 + R_2) \quad (24).$$

Pro ideální operační zesilovač (sledovač) to znamená, že i na výstupu je napětí $U_o = U_+ = U_Z R_2 / (R_1 + R_2)$.

ÚKOL 17: Stabilizátor napětí (obr. 17) – do-



Obr. 17.a) Stabilizátor napětí, b) ochrana proti změně polarity výstupního napětí

kažte, že pro výstupní napětí platí $U_o = U_Z (1 + R_2 / R_1)$.

Pro ideální operační zesilovač musí být napětí na rezistoru R_1 rovno napětí U_Z , aby diferenciální napětí $U_d = 0$. Platí proto, že $i_1 = U_Z / R_1$. Pro výstupní napětí potom platí

$$U_o = (R_1 + R_2) \cdot i_1 = U_Z (1 + R_2 / R_1) \quad (25).$$

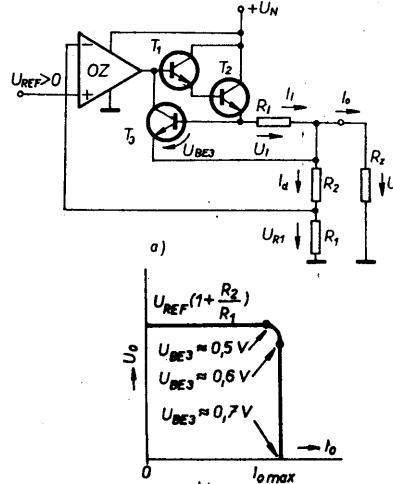
Stabilizační diodou protéká konstantní proud i_3 nezávislý na napájecím napětí. Platí totiž, že $U_+ = R_2 \cdot i_1 = U_Z R_2 / R_1$. Toto napětí je i na rezistoru R_3 , kterým protéká proud

$$i_3 = U_+ / R_3 = U_Z R_2 / (R_1 R_3) \quad (26).$$

Při symetrickém napájecím napětí hrozí ovšem u zdroje nebezpečí změny výstupního napětí. Představme si, že při impulsní poruše se objeví na výstupu U_o záporná napěťová špička. Na diodě D_1 vznikne napětí $U_Z = -0,7$ V a to je druhý stabilní stav. Výstupní napětí se může ustálit na hodnotě $U_o = -0,7 \cdot (1 + R_2 / R_1)$. což nemusí následujícím obvodům vyhovo-

vat. Jevu lze zamezit zapojením diody D_2 (obr. 17b), platí ovšem $U_Z = U_{D1} + U_{D2} = U_{D1} + 0,7$ V. Diody D_1 a D_2 je vhodné vybrat tak, aby byly spolu teplotně kompenzovány. Při záporném impulsu na výstupu se diodou D_2 zpětná vazba zcela rozpojí a po odesnění poruchy se obnoví žádoucí stav.

ÚKOL 18: Stabilizátor napětí (zvětšený výstupní proud, omezení proudu; obr. 18) – do-



Obr. 18.a) Stabilizátor napětí s proudovým omezením, b) zatěžovací charakteristika stabilizátoru

kažte, že platí

- $U_o = U_{REF}(1 + R_2 / R_1)$,
- $U_{o\max} = U_{sat} - 1,4$ V, U_{sat} je mezní výstupní napětí OZ,
- $I_{o\max} = 0,6$ V/R₁,
- pro $U_N = 20$ V a tranzistor T₂ s povolenou mezní kolektorovou ztrátou $P_{cmax} = 50$ W určete dovolený proud $I_{o\max}$.

Operační zesilovač spolu s tranzistory T₁ a T₂ v Darlingtonově zapojení tvoří výkonový operační zesilovač. V ideálním případě platí $U_{R1} = U_{REF}$. Proud zpětnovazebním děličem je proto $I_d = U_{REF}/R_1$ a výstupní napětí je

$$U_o = I_d(R_1 + R_2) = U_{REF}(1 + R_2 / R_1), \quad (27)$$

jde vlastně o neinvertující výkonový zesilovač napětí U_{REF} . Darlingtonovo řazení tranzistorů T₁ a T₂ zajišťuje proudový zesilovací činitel větší než 800 (běžně), což umožňuje řídit i několikaampérové proudy zátěži při přijatelných proudech výstupu OZ.

Saturační napětí (mezní výstupní napětí) OZ je odvozeno od napájecího napětí U_N . Běžně platí $U_{sat} = U_N - 1$ až 2 V. Jestliže je napětí na bázi T₁ rovno U_{sat} , je na zátěži R₂ napětí menší o úbytek mezi bází T₁ a emitem T₂, což je asi 0,9 až 1,1 V. Dále musíme odečíst úbytek na snímacím rezistoru R₁, který může být maximálně $U_{BE3} = 0,5$ V. Platí proto

$$U_{o\max} = U_{sat} - 0,9 - 0,5 = U_{sat} - 1,4 \text{ V} \doteq U_N - 1 \text{ až } 2 \text{ V} - 1,4 \text{ V};$$

$$U_{o\max} = U_N - (2,4 \text{ až } 3,4 \text{ V}).$$

Snímacím rezistorem R₁ je převáděn výstupní proud I_o na napětí $U_1 = R_1 I_o$. Pro běžné poměry platí $R_2 \ll R_1 + R_2$ a proto $I_d \ll I_o$. Potom $U_1 = R_1 I_o$. Jakmile dosáhne napětí U_1 asi 0,5 V, otevří se tranzistor T₃ a „odbudi“ bázi tranzistoru T₁. Situace je znázorněna na obr. 18b. Platí proto, že

$$I_{o\max} = (0,5 \text{ až } 0,7 \text{ V}) / R_1 \quad (28).$$

Je-li napětí $U_N = 20$ V a $P_{cmax} = 50$ W, nesmí být tato ztráta ani v nejhorším případě

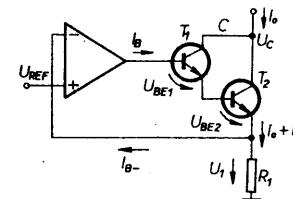
překročena. Nejhorší situace nastává při zkratu na výstupu – na tranzistoru T₂ je celé napětí U_N a ztráta je rovna

$$P_{cmax} = U_N \cdot I_{cmax}.$$

Po dosazení dostaneme

$$I_{cmax} = P_{cmax} / U_N = 50 / 20 = 2,5 \text{ A}.$$

ÚKOL 19: Zdroj konstantního proudu (obr. 19) – dokažte, že $I_o = U_{REF}/R_1$, pokud napětí U_C na kolektoru T₂ je větší než U_{REF} + 0,9 V.



Obr. 19. Zdroj konstantního proudu

Pro ideální operační zesilovač je napětí U_1 , na rezistoru R₁ rovno přímo napětí U_{REF} . Pro proud I_B platí $I_B = I_o / (\beta_1 \cdot \beta_2)$, kde β_1 , β_2 jsou proudové zesilovací činitele tranzistorů T₁ a T₂. Platí tedy $U_1 / R_1 = I_o + I_B = I_o | 1 + 1 / (\beta_1 \beta_2) |$. Jednoduchou úpravou dostaneme

$$I_o = \frac{U_1}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + 1 / (\beta_1 \beta_2)} = \frac{U_1}{R_1} | \beta_1 \beta_2 \gg 1 | = \frac{U_1}{R_1} [1 - 1 / (\beta_1 \beta_2)] \quad (29).$$

Ze vztahu (29) jasné plyne význam zařazení dvou tranzistorů. Uvažujeme-li $\beta_1 = \beta_2 = 100$, je $I_o = (U_1 / R_1) \cdot (1 - 10^{-4})$, což představuje odchylku pouze 10-% proti ideálnímu vztahu $I_o = U_1 / R_1$. Pokud bychom jeden tranzistor vypustili (např. zkrat báze – emitor T₁), bude platit $I_o = (U_1 / R_1) \cdot (1 - 1 / \beta_2) = (U_1 / R_1) \cdot (1 - 10^{-2})$, což už představuje chybu 1 % proti ideálu.

Vztah (29) platí pouze tehdy, jsou-li oba tranzistory v aktivní pracovní oblasti. Musí platit, že napětí U_C na kolektoru T₂ je $U_C > U_{REF} + U_{BE1} + U_{BE2} \doteq U_{REF} + 0,9$ V. Při menším napětí mezi kolektorem a emitem již není schopna dvojice tranzistorů pracovat.

Zanedbejme nyní proud do báze T₁, bude-li uvažovat vstupní napěťovou nesymetrii U_{IO} a vstupní proud invertující svorky I_{B-} . Pro napětí U_1 nyní platí

$$U_1 = U_{REF} + I_{IO}.$$

Dále platí

$$I_o - I_{B-} = (U_{REF} + U_{IO}) / R_1.$$

Lze proto určit, že

$$I_o = (U_{REF} + U_{IO}) / R_1 + I_{B-},$$

po úpravě dostaváme

$$I_o = (U_{REF} / R_1) \cdot (1 + U_{IO} / U_{REF} + I_{B-} R_1 / U_{REF}) \quad (30).$$

Aby bylo možné použít ideální vztah $I_o = U_{REF} / R_1$, musí platit

$$U_{IO} / U_{REF} \ll 1 \text{ a } I_{B-} \ll U_{REF} / R_1.$$

Mějme například $U_{IO} = 2$ mV, $I_{B-} = 0,5 \mu\text{A}$, $U_{REF} = 5$ V, $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$. Podle ideálního vztahu dostaneme $I_o = 5 \text{ V} / 10 \text{ k}\Omega = 0,5 \text{ mA}$. Podle vztahu (30) dostaneme $I_o = (0,5 \text{ mA}) \cdot (1 + 2 \cdot 10^{-3} / 5 + 0,5 \cdot 10^{-6} \cdot 10^5 / 5) = (0,5 \text{ mA}) \cdot (1 + 1,4 \cdot 10^{-3})$.

Chyba je tedy 0,14 %.

Bude-li za jinak stejných podmínek $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$, bude ideálně $I_o = 5/100\text{k} = 50 \mu\text{A}$. Podle vztahu (30) ovšem $I_o = (50 \mu\text{A})(1 + 2 \cdot 10^{-5} + 0,5 \cdot 10^{-6} \cdot 10^{-5}) = (50 \mu\text{A})(1 + 1,04 \cdot 10^{-2})$.

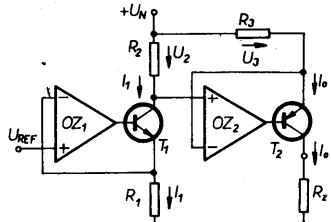
Chyby již překročí 1 %.

Z uvedeného plyne, že pro malé požadované proudy I_o musíme volit OZ s tranzistory FE na vstupu, aby proudy I_{B1} byly zanedbatelné. Proudový zesilovací činitel tranzistorů T_1 a T_2 musí být co největší.

Ani zdroj proudu na obr. 19 však neumožnuje připojit zátěž proti zemi.

ÚKOL 20: Zdroj proudu s uzemněnou zátěží (obr. 20) – dokažte, že pro výstupní proud I_o platí

$$I_o = U_{REF} R_2 / (R_1 R_3).$$



Obr. 20. Zdroj proudu s uzemněnou zátěží

Předpokládáme ideální operační zesilovač OZ₁, OZ₂ a nekonečně velké proudové zesilovací činitel tranzistorů T₁ a T₂. Potom platí

$$I_1 = U_{REF}/R_1,$$

OZ₁ tvoří zdroj proudu podle úkolu 19. Proud I₁ vytvoří na rezistoru R₂ úbytek napětí

$$U_2 = R_2 I_1 = U_{REF} R_2 / R_1.$$

Současně musí platit $U_2 = U_3 = R_3 I_o$, tedy $U_{REF} R_2 / R_1 = R_3 I_o$. Po úpravě dostaneme

$$I_o = U_{REF} R_2 / (R_1 R_3). \quad (31)$$

Operační zesilovač OZ₂ tvoří opět zdroj proudu, který je řízen napětím U₂, „opřeným“ o napájecí napětí +U_N.

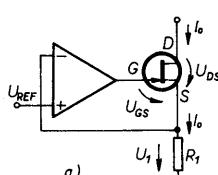
Diskuse vlivu napěťové nesymetrie U_{IO}, vstupních proudů operačních zesilovačů a konečné hodnoty proudových zesilovacích činitelů tranzistorů T₁ a T₂ je shodná s diskusem v úkolu 19.

Je-li nutné zcela zavřít tranzistor T₂ (malé proudy I_o), musíme zajistit na výstupu OZ₂ napětí téměř U_N. Kladné napájecí napětí pro OZ₂ by potom mělo být o 1 až 2 V větší než napětí U_N.

ÚKOL 21: Zdroj proudu pro malé výstupní proudy (obr. 21)

Dokažte, že platí

$I_o = U_{REF}/R_1$, pokud napětí na D je $U_D > U_{REF} + U_p$, kde U_p je prahové napětí tranzistoru JFET.



Předpokládejme, že tranzistor T₁ pracuje v aktivní oblasti a chová se jako sledovač. Potom pro ideální OZ platí:

$$U_1 = U_{REF}$$

a

$$I_1 = U_{REF}/R_1 \quad (32).$$

Pro běžné tranzistory JFE je proud řídící elektrody (hradla) G menší než 1 nA. Vliv vstupních proudů operačního zesilovače (I_{B1}) a napěťové nesymetrie U_{IO} je stejný jako u úkolu 19 [vztah (30)]. Mají-li být proudy I_o malé a dostatečně přesné, musí se použít operační zesilovač kvalitní (U_{IO} malé) s tranzistory JFE na vstupu.

Na obr. 21b je výstupní charakteristika tranzistoru JFE s kanálem typu n. Aktivní oblast tranzistoru je při U_{GS}=0 vymezena právě prahovým napětím U_p; pro U_{DS} > U_p je tranzistor v aktivní oblasti. Pro U_{GS} < 0 se aktivní oblast rozšířuje. Přibližně platí, že tranzistor je v aktivní oblasti pro napětí U_{DS} > U_{DSA} = U_p - |U_{GS}|, proud I_o v aktivní oblasti se s poklesem U_{GS} ovšem zmenšuje.

Na obr. 21 a je

$$U_D = U_{DS} + U_{REF},$$

tedy

$$U_{DS} = U_D - U_{REF}.$$

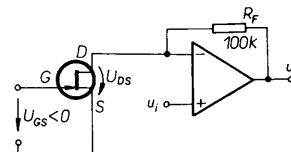
Požadujeme-li aktivní oblast tranzistoru (a té je pro dobrou funkci zdroje proudu zapotřebí), platí i v nejhorším případě

$$U_{DS} = U_D - U_{REF} > U_p,$$

odsud

$$U_D > U_p + U_{REF}.$$

ÚKOL 22: Zesilovač s elektronickou regulací zesílení (obr. 22)



Obr. 22. Zesilovač s elektronickou regulací zesílení

a) Dokažte, že pro $u_i < U_p$ platí pro zesílení zesilovače

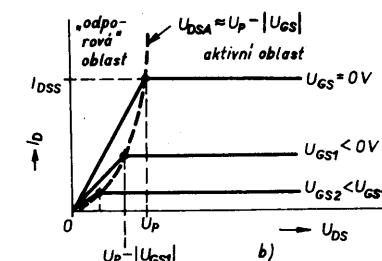
$$A = u_o/u_i = 1 + (R_F/r_{DS})$$

$$[1 - (|U_{GS}|/U_p)^{1/2}],$$

U_p je prahové napětí tranzistoru JFE.

b) Najděte A_{min} a A_{max} , je-li $r_{DS} = 1000 \Omega$.

Pro ideální operační zesilovač platí $U_{DS} = u_i$. Je-li $u_i < U_p$, pracuje JFET v „odporové“ oblasti – obr. 21b. Dynamický odpor $r_D = \Delta U_{DS}/\Delta I_D$ je zde popsán vztahem [5] $r_D = r_{DS}/[1 - (|U_{GS}|/U_p)^{1/2}]$, r_{DS} je r_D při $U_{GS} = 0 \text{ V}$.



Obr. 21.a) Zdroj proudu pro malé výstupní proudy, b) výstupní charakteristiky tranzistoru JFE (typ kanálu - n)

Pro $u_i < U_p$ proto můžeme považovat strukturu za neinvertující zesilovač se zesílením

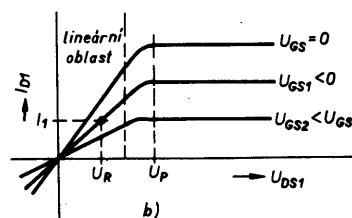
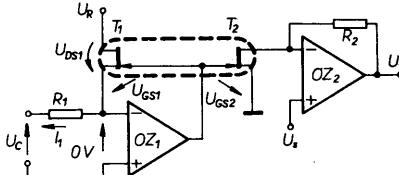
$$A = u_o/u_i = 1 + R_F/r_D =$$

$$= 1 + (R_F/r_{DS}) \cdot [1 - (|U_{GS}|/U_p)^{1/2}] \quad (33).$$

Je-li $r_{DS} = 1 \text{ k}\Omega$ a $U_{GS} = 0 \text{ V}$, je $r_D = r_{DS}$ a maximální zesílení $A_{max} = 1 + 100/1 \text{ k}\Omega = 101$.

Je-li $U_{GS} = -U_p$, je $r_D = \infty$ a $A_{min} = 1$. Lze doplnit, že pro malé $U_{DS} < 0$ a $u_i < -U_p$ se JFET chová jako lineární odpor. Lze proto zpracovávat i velmi malé vstupní střídavé signály.

ÚKOL 23: Zesilovač s nastavitelným zesílením lineárně závislým na řídícím napětí – obr. 23.



Obr. 23.a) Zesilovač se zesílením lineárně závislým na řídícím napětí, b) „odporová“ oblast tranzistoru JFE

a) Je-li $U_R < U_p$ a $U_s < U_p$ (U_p – prahová napětí JFET), dokažte, že $r_{DS} = R_1(U_R/U_C)$ pro oba tranzistory (shodných vlastností);

b) dokažte, že za podmínek bodu a) platí $U_o/U_s = 1 + (R_2/R_1) \cdot (U_C/U_R)$;

c) je-li $r_{DS} = 100 \Omega$, určete R₂, které zaručuje změnu zesílení od 1 do 500;

d) při $U_R = 2 \text{ V}$ a $U_C = 10 \text{ V}$ (maximum) zjistěte R₁, které umožní dosáhnout $r_{DS} = 100 \Omega$.

Je-li $U_R < U_p$ a $U_s < U_p$, jsou oba tranzistory FE v odporové oblasti – obr. 21b a platí úvahy v úkolech 21 a 22. Pro ideální operační zesilovač zřejmě platí $I_1 = U_C/R_1$, napětí $U_{DS1} = U_R$. Pracovní bod tranzistoru T₁ je tedy zcela přesně definován – obr. 23b. Dynamický odpor $r_{DS1} = \Delta U_{DS1}/\Delta I_1 = U_R/I_1$, protože pro $U_R < U_p$ je odpor r_{DS1} nezávislý na U_{DS1} a s dostatečnou přesností platí $\Delta U_{DS1}/\Delta I_1 = U_R/I_1$. Platí tedy

$$r_{DS} = R_1 \cdot (U_R/U_C).$$

Výstup operačního zesilovače OZ₁ nastaví U_{GS1} tak, aby platil již uvedený vztah (zpětnovazební smyčka)

$$r_{DS1} = R_1 U_R / U_C =$$

$$= r_{DS} / [1 - (|U_{GS1}|/U_p)^{1/2}].$$

Jestliže jsou tranzistory T₁ a T₂ identické a platí $U_{GS2} = U_{GS1}$, musí pro $U_s < U_p$ platit, že $r_{DS2} = r_{DS1} = R_1 U_R / U_C$ (34).

Dynamický odpor obou tranzistorů je přímo úměrný napětí U_R.

Nyní již není obtížné určit, že OZ₂ tvoří neinvertující zesilovač se zesílením

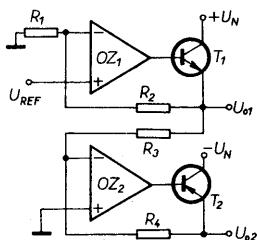
$$A = 1 + R_2/r_{DS2} = 1 + (R_2/R_1) \cdot (U_C/U_R) \quad (35).$$

Pokud je tranzistor T₂ plně „sepnut“, je $r_{DS2} = r_{DS} = 100 \Omega$. Aby bylo dosaženo zesílení $A_{max} = 500$, musí platit $A_{max} = 500 = 1 + R_2/100$.

Snadno určíme, že $R_2 \geq 500 \cdot 100 = 50 \text{ k}\Omega$. Aby bylo dosaženo zesílení 1, musí se tranzistor T_2 zcela zavřít, $r_{DS2} = \infty$. To bude možné pouze tehdy, bude-li prahové napětí U_p menší než je absolutní hodnota saturačního napětí (záporného) operačního zesilovače OZ_1 (U_{sat}). Budeme-li mít například JFET s $U_p = 8 \text{ V}$, musí být zapojení (napájení) navrženo tak, aby výstup OZ_1 mohl dosáhnout úrovně -8 V , protože při $U_{GS} = -8 \text{ V}$ se FET zcela zavřou a bude dosaženo stavu $A_{min} = 1 + R_2/\infty = 1$.

Požadujeme-li při $U_R = 2 \text{ V}$ a $U_C = 10 \text{ V}$ odpor $r_{DS} = 100 \Omega = R_1 U_R / U_C$, musí platit $R_1 = 100 U_C / U_R = 500 \Omega$.

ÚKOL 24: Vlečný (sledovací) stabilizátor napětí (obr. 24)



Obr. 24. Vlečný (sledovací) stabilizátor napětí

Dokažte, že výstupní napětí stabilizátoru jsou

$$U_{o1} = U_{REF} \cdot (1 + R_2/R_1),$$

$$U_{o2} = -U_{o1}, \text{ je-li } R_3 = R_4.$$

Je samozřejmé, že OZ_1 tvoří neinvertující zesilovač napětí U_{REF} , přičemž výstup je proudově „posílen“ tranzistorem T_1 . Platí proto

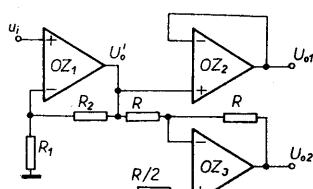
$$U_{o1} = U_{REF} \cdot (1 + R_2/R_1) \quad (36).$$

Operační zesilovač OZ_2 tvoří invertující zesilovač napětí U_{o1} . Proto

$$U_{o2} = -U_{o1} \cdot R_4/R_3 = -R_4/R_3 \cdot |R_4 = R_3| = -U_{o1}.$$

Při uspořádání zdrojů podle obr. 24 vede zkratování výstupu U_{o1} i k výpadku napětí U_{o2} . Zkratování výstupu U_{o2} ovšem napětí U_{o1} neovlivní.

ÚKOL 25: Precizní invertor s velkým vstupním a malým výstupním odporem – obr. 25



Obr. 25. Precizní invertor s vysokým vstupním a malým výstupním odporem

Dokažte, že

$$U_{o1} = -U_{o2} = (1 + R_2/R_1) \cdot U_i.$$

Operační zesilovač OZ_1 tvoří neinvertující zesilovač, jehož vstupní odpor může být běžně větší než $100 \text{ M}\Omega$ (pro bipolární OZ).

Platí

$$U_{o1} = (1 + R_2/R_1) \cdot U_i.$$

Operační zesilovač OZ_2 tvoří sledovací s přenosem 1 (neinvertující zesilovač, $R_2 = 0$, $R_1 = \infty$) a velkým vstupním odporem. Ten zde ovšem není důležitý, protože výstupní odpor OZ_1 je nepatrný. Platí proto

$$U_{o1} = U_{o2} = (1 + R_2/R_1) \cdot U_i.$$

Operační zesilovač OZ_3 tvoří invertující zesilovač se zesílením -1 (výstupní odpor R).

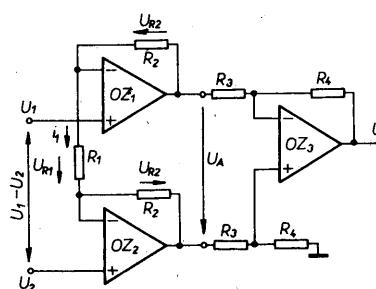
Platí proto

$$U_{o2} = -U' = - (1 + R_2/R_1) \cdot U_i.$$

Rezistor $R/2$ zapojený z neinvertujícího vstupu kompenzuje proudurovou nesymetrii operačního zesilovače OZ_3 .

Na výstupech jsou tedy signály se stejnou amplitudou a opačnou fází.

ÚKOL 26: Měřicí zesilovač s velkým vstupním odporem (obr. 26)



Obr. 26. Měřicí zesilovač s velkým vstupním odporem

Dokažte, že

$$U_o = (R_4/R_3) \cdot (1 + 2R_2/R_1) \cdot (U_2 - U_1).$$

Operační zesilovače OZ_1 , OZ_2 tvoří diferenční zesilovač s plovoucím výstupem U_A . Jsou-li ideální, jsou diferenční napětí na vstupech OZ_1 a OZ_2 nulová a napětí U_{R1} na rezistoru R_1 je $U_{R1} = U_1 - U_2$. Proto lze určit snadno proud i_1 rezistorem R_1 .

$$i_1 = U_{R1}/R_1 = (U_1 - U_2)/R_1.$$

Proud i_1 protéká i oběma rezistory R_2 a platí proto

$$U_A = U_{R2} + U_{R1} + U_{R2} = (2R_2 + R_1) \cdot i_1 = (U_1 - U_2) \cdot (1 + 2R_2/R_1).$$

Toto napětí je zesíleno diferenčním zesilovačem OZ_3 , proto $U_o = -U_A R_4/R_3$.

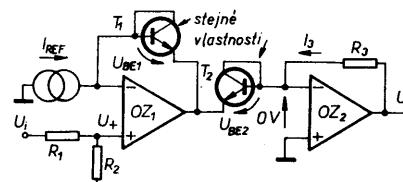
Celkový přenos struktury na obr. 26 je

$$U_o = (R_4/R_3) \cdot (1 + 2R_2/R_1) \cdot (U_2 - U_1) \quad (37).$$

Výstupní proudy jsou určeny pouze proudy neinvertujících vstupů OZ_1 a OZ_2 , výstupní odpor je proto velký.

Setkat se můžeme i se strukturou, kde je rezistor R_1 vypuštěn ($R_1 = \infty$). Potom platí $U_o = (R_4/R_3)(U_2 - U_1)$.

ÚKOL 27: Exponenciální převodník (anti-log. zesilovač, obr. 27)



Obr. 27. Exponenciální převodník

Dokažte, že

$$U_o = R_3 I_{REF} \cdot \exp \left\{ -U_i R_2 / (U_T (R_1 + R_2)) \right\}.$$

b) Pro $I_{REF} = 10 \mu\text{A}$, $R_3 = 100 \text{ k}\Omega$, $R_1 = 160 \text{ k}\Omega$ a $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ je $U_o = (1,0 \text{ V}) \cdot 10^{-(U_i/1,0166 \text{ V})}$.

Postup řešení bude obdobný jako v úkolu 12. Tranzistor T_1 má definován proud kolektoru proudovým zdrojem I_{REF} . Proto $U_{BE1} = U_T \cdot \ln(I_{REF}/I_{K0}) = 2,3 U_T \cdot \log(I_{REF}/I_{K0})$.

Analogicky

$$U_{BE2} = U_T \cdot \ln(I_3/I_{K0}) = 2,3 U_T \cdot \log(I_3/I_{K0}).$$

Pro ideální operační zesilovač OZ_1 a OZ_2 je napětí na neinvertující i invertující výstupní svorce stejné. Platí proto pro OZ_1 , že $U_+ = U_{BE1} - U_{BE2}$ a pro operační zesilovač OZ_2

je $I_3 = U_o/R_3$. Současně musí u OZ_1 platit

$$U_+ = U_o R_2 / (R_1 + R_2). \text{ Srovnáním výrazů pro napětí neinvertující svorky } U_+ \text{ a po dosazení za napětí báze-emitor dostáváme}$$

$$U_+ R_2 / (R_1 + R_2) =$$

$$= U_T \cdot \ln(I_{REF}/I_{K0}) - U_T \cdot \ln |U_o / (I_{K0} R_3)|.$$

Jednoduchými úpravami dospějeme ke vztahu

$$U_o = I_{REF} R_3 \cdot \exp \left\{ -U_i R_2 / (2,3 U_T (R_1 + R_2)) \right\} = I_{REF} R_3 \cdot 10^{-U_i R_2 / (2,3 U_T (R_1 + R_2))} \quad (38).$$

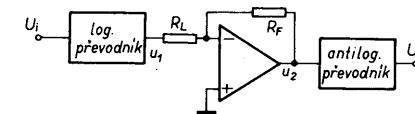
Při pokojové teplotě je $U_T = 26 \text{ mV}$. Pro $R_3 = 100 \text{ k}\Omega$, $R_1 = 160 \text{ k}\Omega$ a $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ dostaneme při $I_{REF} = 10 \mu\text{A}$

$$U_o = (1 \text{ V}) \cdot 10^{-U_i / (1,0166 \text{ V})}$$

Výstupní napětí U_i může být kladné i záporné polarity. Výstupní napětí U_o je vždy kladné. Pro $U_i = 0 \text{ V}$ a uvedené poměry je $U_o = 1 \text{ V}$, pro $U_i = 1 \text{ V}$ je $U_o = 0,1 \text{ V}$, pro $U_i = -1 \text{ V}$ je $U_o = 10 \text{ V}$.

Je nutno doplnit, že člen U_T je závislý na teplotě přechodů tranzistorů – stejně jako v úloze 12.

ÚKOL 28: Obvod umocňování napětí (obr. 28)



Obr. 28. Obvod umocňování napětí

Pro logaritmický převodník platí $U_o = (1 \text{ V}) \cdot \log(U_1/1 \text{ V})$, pro antilogaritmický převodník platí $U_o = (1 \text{ V}) \cdot 10^{-U_2/1 \text{ V}}$. Dokažte, že platí $U_o = U_i^{(R_F/R_L)}$.

Pro logaritmický převodník lze použít zapojení úkolu 12. Pokud bude například $R_1 = R_2$ a $U_1 = 1 \text{ V}$, dostaneme požadovaný převod. Pro antilogaritmický převodník lze použít zapojení z úkolu 27. Pokud budou všechny čtyři tranzistory na společném čipu s teplotní stabilizací, bude vyloučena i teplotní závislost.

Při daném uspořádání platí

$$U_2 = -(R_F/R_L) \cdot U_1 = (-R_F/R_L) \cdot \log U_i = \log(U_i)^{(R_F/R_L)}$$

Toto napětí vedeme na výstup převodníku antilogaritmického, pro výstupní napětí celé struktury U_o platí

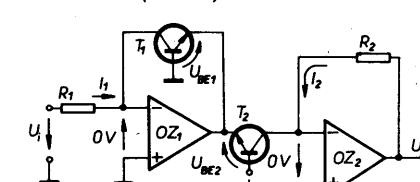
$$U_o = 10^{-U_2} = 10^{-\log(U_i)^{(R_F/R_L)}} = 10^{\log(U_i)^{(R_F/R_L)}}$$

Z definice dekadického logaritmu je zřejmé, že

$$U_o = (U_i)^{(R_F/R_L)} \quad (39).$$

Pomocí rezistorů R_F , R_L tak lze nastavit libovolný poměr, nikoliv jen celočíselný.

ÚKOL 29: Zesilovač s exponenciálním řízením (obr. 29)



Obr. 29. Zesilovač s exponenciálním řízením

Tranzistory T_1 a T_2 jsou shodných vlastností.
a) Dokažte, že $U_o = U_i(R_2/R_1) \exp(U_R/U_T)$ a zesílení tedy závisí na U_R .

b) Najděte rozsah zesílení při $R_1 = R_2 = 10 \text{ M}\Omega$ a pro $U_R = 0$ až 200 mV .

Postup řešení je obdobný jako u úkolu 12 a 27. Pro ideální operační zesilovače OZ_1 a OZ_2 platí $I_1 = U_i/R_1$ a $I_2 = U_o/R_2$. Současně platí

$$U_R = U_{BE2} - U_{BE1} = U_T \ln(I_2/I_{k0}) - U_T \ln(I_1/I_{k0})$$

Jednoduchou úpravou dostaneme
 $U_R = U_T \ln(I_2/I_1) = U_T \ln(U_o R_1 / U_i R_2)$

a poté

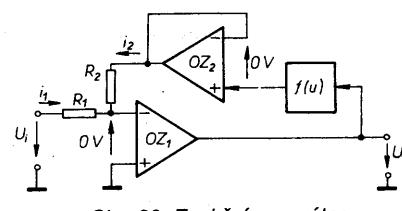
$$U_o = U_i (R_2/R_1) \exp(U_R/U_T) \quad (40)$$

Při teplotě 25°C (tj. $273 + 25 = 298 \text{ K}$) je $U_T \approx 26 \text{ mV}$.

Je-li $R_1 = R_2 = 10 \text{ M}\Omega$, platí pro $U_R = 0$, že $U_o = U_i$ a pro $U_R = 0,2 \text{ V}$ je $U_o/U_T = 7,692$. Potom $U_o = 2191 U_i$.

Volíme-li R_1 a $R_2 10 \text{ M}\Omega$, je zřejmé, že vstupní proudy operačních zesilovačů musí být nepatrní. Je vhodné použít operační zesilovače s tranzistory JFE na vstupu. Dále je zřejmé, že malé změny napětí U_R vedou k velkým změnám zesílení obvodu na obr. 29.

ÚKOL 30: Funkční generátor (obr. 30)



Obr. 30. Funkční generátor

Dokažte, že pro $f(u) = a \cdot u^n$ platí pro výstupní napětí $U_o = [-U_2 U_i / (a R_1)]^{1/n}$.

Úkol je v podstatě shodný s úkolem 13. Ani zde nesmí převodník $f(u)$ obracet fázi, aby zpětná vazba „okolo“ OZ_1 byla záporná. Platí i ostatní úvahy z úkolu 13:

$i_1 = U_i/R_1$, $i_2 = f(u)/R_2$. Současně musí platit $i_1 = -i_2$, po dosazení tedy dostáváme $U_i/R_1 = -f(u)/R_2$.

Pokud platí $f(u) = a \cdot u^n$, dostaneme $-U_i(R_2/R_1) = a \cdot U_i^n$ a po úpravě

$$U_o = [-U_2 U_i / (a R_1)]^{1/n} \quad (41)$$

Funkční závislost $U_o = f(U_i)$ je inverzní funkcí bloku $f(u)$, který je zapojen v obvodu zpětné vazby. Bude-li například $a = 1$ a $n = 2$, bude platit $U_o = \sqrt{-U_2 R_2 / R_1}$.

ÚKOL 31: Integrační obvod s „vybitím“ – obr. 31

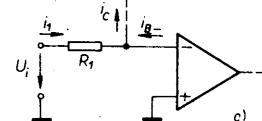
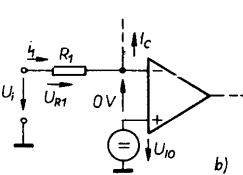
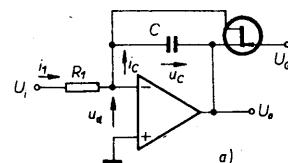
Tranzistor T_1 je před začátkem integrace sepnut a vybije kondenzátor C . Poté se tranzistor zavře a začíná integrace.

a) Dokažte, že

$$U_o = -\frac{1}{RC} \int U_i dt$$

b) Pro $U_i = +10 \text{ V}$, $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ najděte C tak, aby v době $t = 1 \text{ ms}$ bylo výstupní napětí $U_o = -10 \text{ V}$.

c) Prošetřete vliv konečné hodnoty A_{OL} , na pětové nesymetrie U_{IO} a vstupního proudu I_B na přesnost integrátoru.



Obr. 31a) Integrační obvod s „vybitím“, b) znázornění vlivu U_{IO} , c) znázornění vlivu vstupního proudu I_B

Pro ideální operační zesilovač platí $u_d = 0$, $i_1 = U_i/R_1$ a $u_o = -U_c$.

Proud i_1 může protékat pouze přes kondenzátor C , proto $i_1 = i_C = C du_C/dt = -C du_o/dt$. Protože velikost proudu i_1 známe, lze snadno určit, že $u_i/R_1 = -C du_o/dt$ a po úpravě

$$u_o = -\frac{1}{R_1 C} \int U_i dt \quad (42)$$

jestliže v čase $t = 0$ je kondenzátor vybit na nulové napětí. Je-li $U_i = \text{konstanta}$, dostaneme ze vztahu (42), že

$$U_o = -\frac{1}{R_1 C} U_i t \quad (42a)$$

Je-li $U_i = 10 \text{ V}$, $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ a má platit $U_o(1 \text{ ms}) = -10 \text{ V}$, dostaneme ze vztahu (42a)

$$C = 10 \cdot 10^{-3} / (10^3 \cdot 10) = 10^{-6} = 1 \mu\text{F}$$

Vliv konečné hodnoty A_{OL} zavedeme prostřednictvím nenulového diferenciálního napětí u_d je $U_o = U_o/A_{OL}$. Nyní platí $i_1 = (U_i + u_d)/R_1 = (U_i + U_o/A_{OL})/R_1$.

Z této situace určíme, že pro výstupní napětí platí

$$U_o = -\frac{1}{R_1 C} \int (U_i + U_o/A_{OL}) dt$$

Derivací obou stran rovnice a úpravou dostaneme diferenciální rovnici

$$dU_o/dt + 1/(CR_1 A_{OL}) U_o = -U_i/(R_1 C) \quad (43)$$

Pro ideální operační zesilovač je člen $CR_1 A_{OL}$ vždy nekonečně velký a rovnice (43) vede opět ke vztahu (42).

Řešení diferenciální rovnice (43) je relativně snadné. Lze použít obdobného postupu jako v úkolu 7, výsledné výstupní napětí popisuje vztah (44):

$$u_o(t) = -U_i A_{OL} \{ 1 - \exp[-t/(CR_1 A_{OL})] \} \quad (44)$$

Souvislost se vztahem (42) odhalíme snadno, rozvineme-li člen $\exp[-t/(CR_1 A_{OL})]$ v řadu. Platí totiž [4]

$$\exp(-x) = -x! + x^2/2! - x^3/3! + \dots$$

Pro $x \ll 1$, tedy pro $t/(CR_1 A_{OL}) \ll 1$, stačí vzít první dva členy rozvoje a ze vztahu (44) dostaneme

$$u_o(t) = -U_i A_{OL} \{ 1 - 1 + t/(CR_1 A_{OL}) \} = -U_i t/(CR_1)$$

Není-li podmínka pro $t/(CR_1 A_{OL})$ splněna, musíme brát v úvahu více členů rozvoje – například první tři. Dostaneme

$u_o(t) = -U_i t/(CR_1) \cdot [1 - t/(2CR_1 A_{OL})] \quad (45)$.
Ze vztahu (45) je vliv konečné hodnoty A_{OL} očividný.

Vliv napěťové nesymetrie snadno určíme pomocí obr. 31b. Napěťová nesymetrie je reprezentována napětím U_{IO} v neinvertujícím vstupu operačního zesilovače. Je zřejmé, že nyní platí vztah $U_{R1} = U_i - U_{IO}$ a proto i $i_1 = (U_i - U_{IO})/R_1$. Stejným postupem jako u vztahu (42) dostaneme pro výstupní napětí

$$u_o(t) = -\frac{1}{R_1 C} \int_0^t (U_i - U_{IO}) dt \quad (46)$$

Protože napětí U_{IO} lze považovat za konstantu, dostaneme

$$u_o(t) = U_{IO} \cdot t/(R_1 C) - \frac{1}{R_1 C} \int_0^t U_i dt$$

Je-li konstantní i napětí U_i , dostaneme ze vztahu (46) $u_o(t) = -U_i t/(R_1 C) \cdot (1 - U_{IO}/U_i)$

$$(47)$$

Chyba je velmi výrazná pro malá vstupní napětí U_i . Výstupní napětí se bude měnit i tehdy, je-li $U_i = 0$. Ideální stav proto je: $U_{IO} = 0$.

Vliv vstupního proudu posoudíme pomocí obr. 31c. Vstupní proud považujeme za konstantní. Proud i_C je součtem proudu i_1 a vstupního proudu invertujícího vstupu i_B : $i_C = i_1 + i_B = -C du_o/dt$. Platí proto

$$u_o = -\frac{1}{C} \int (i_1 + i_B) dt$$

Pro konstantní napětí U_i je $i_1 = U_i/R_1$ a po integraci je $u_o = -U_i t/(CR_1) - i_B t/C = -U_i t/(CR_1) \cdot (1 + R_1 i_B / U_i)$

Chyba proti „ideálu“ je dána poměrem $R_1 i_B / U_i$. Opět se mění napětí u_o i v případě, že vstupní napětí je nulové. Ideální stav je $i_B = 0$.

Z rozboru je zřejmé, že nároky na operační zesilovač jsou při zpracování malých signálů poměrně značné. Přednost by měla být dáná operačnímu zesilovači s malými vstupními proudy, malou napěťovou nesymetrií a velkým zesílením bez zpětné vazby A_{OL} .

ÚKOL 32: Precizní omezovač (řízený napětí – obr. 32)

a) Nakreslete převodní charakteristiku $U_o = f(U_i)$ a dokažte, že $U_o = U_i$ pro $U_i \leq U_{REF}$ a $U_o = U_{REF}$ pro $U_i \geq U_{REF}$.

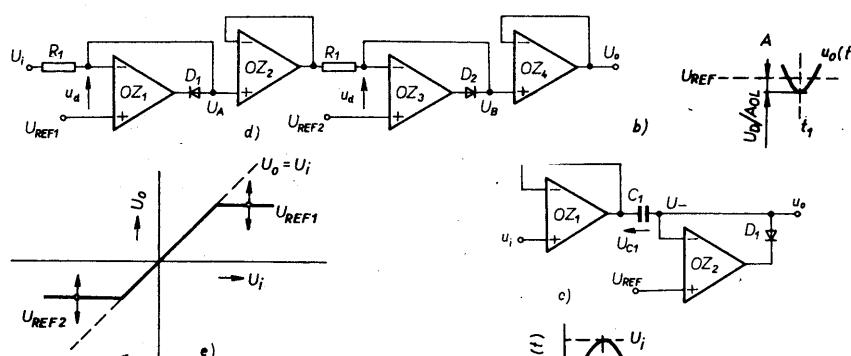
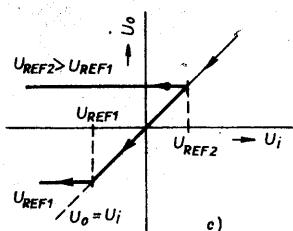
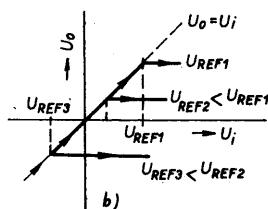
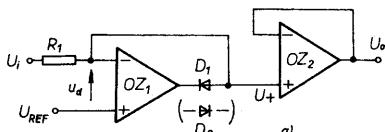
b) Zkopujte zadání bodu a) pro obrácenou polaritu diody D_1 .

c) Nakreslete schéma oboustranného omezovače s úrovněmi omezení U_{REF1} a U_{REF2} (uvažte možnost kaskádního řazení).

d) Proč jde o precizní omezovač – jaký vliv má úbytek napětí na diodě D_1 .

Pro napětí $U_i \leq U_{REF}$ je napětí na výstupu OZ_1 kladné, dioda D_1 je rozpojena. Napětí U_+ na neinvertujícím vstupu OZ_2 je rovno napětí U_i , protože sledovač s OZ_2 má velmi velký vstupní odpor (větší než $100 \text{ M}\Omega$). Na rezistoru R_1 tedy nevznikne prakticky žádny napěťový úbytek. Současně platí pro ideální OZ_2 , že $U_o = U_+ = U_i$.

Je-li napětí U_i větší než napětí U_{REF} , je napětí na výstupu OZ_1 záporné, dioda D_1 spiná, zpětná vazba pro OZ_1 je uzavřena. Diferenciální napětí u_d je nulové a platí $U_+ = U_{REF}$ a proto i $U_o = U_{REF}$. Úbytek napětí na diodě D_1 je potlačen zesílením operačního



Obr. 32.a) Precizní omezovač řízený napětím U_{REF} , b) převodní charakteristiky při zapojení diody D_1 , c) převodní charakteristiky při zapojení diody D_2 , d) precizní oboustranný omezovač, e) převodní charakteristika oboustranného omezovače

zesilovače OZ_1 , chyba je proto jen velice malá – asi 0.6 V/A_{OL} .

Převodní charakteristika pro různé úrovně U_{REF} je znázorněna na obr. 32b.

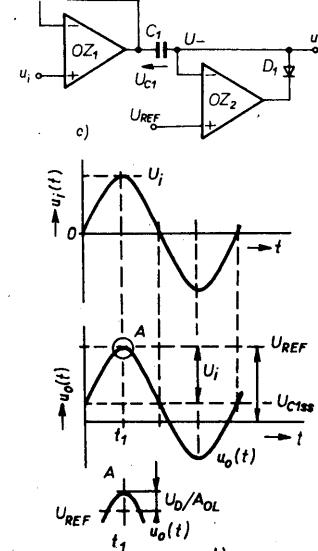
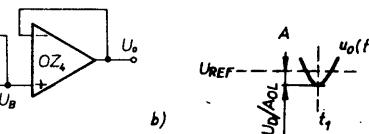
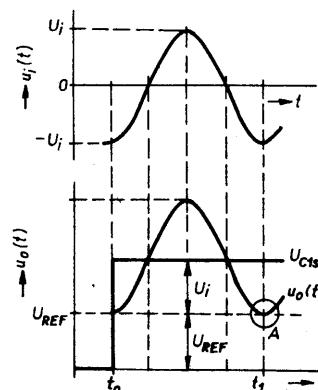
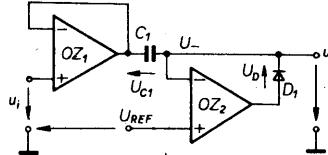
Otočíme-li diodu D_1 (dioda D_2 v závorce – obr. 32a), situace na výstupu OZ_1 se nemění, ale dioda spíná „opačně“. Pro napětí U_i menší než napětí U_{REF} je na výstupu OZ_1 opět kladné napětí, dioda D_2 nyní ovšem vede. Proto je napětí $U_+ = U_{REF}$ a také $U_o = U_{REF}$. Pro napětí $U_i \geq U_{REF}$ je na výstupu OZ_1 záporné napětí, proto dioda D_2 nevede a platí $U_+ = U_i = U_o$. Převodní charakteristika je na obr. 32c.

Kaskádným řazením můžeme dosáhnout omezení z „obou stran“ – obr. 32d. Převodní charakteristika obvodu z obr. 32d je na obr. 32e. Pro $U_i \geq U_{REF1} \geq U_{REF2}$ je D_1 sepnuta, $U_A = U_{REF1}$. Dioda D_2 nevede a proto $U_o = U_B = U_{REF1}$.

Pro $U_{REF2} \leq U_i \leq U_{REF1}$ dioda D_1 nevede, $U_A = U_i$. Dioda D_2 nyní ovšem vede, $U_B = U_{REF2}$ a proto pro výstupní napětí platí $U_o = U_B = U_{REF2}$. Podmínkou správné funkce obvodu je dodržení vztahu $U_{REF1} > U_{REF2}$, polarita referenčních napětí může být libovolná.

Pro $U_i \leq U_{REF2}$ dioda D_1 nevede, $U_A = U_i$. Dioda D_2 nyní ovšem vede, $U_B = U_{REF2}$ a proto pro výstupní napětí platí $U_o = U_B = U_{REF2}$. Podmínkou správné funkce obvodu je dodržení vztahu $U_{REF1} > U_{REF2}$, polarita referenčních napětí může být libovolná.

ÚKOL 33: Precizní obnovitel stejnosměrné složky řízený napětím – obr. 33



Obr. 33.a) Precizní obnovitel stejnosměrné složky, b) znázornění závislosti $U_i(t)$, U_{C1ss} , $U_o(t)$, c) varianta obnovitele ss složky, d) a znázornění průběhu napětí

a) Dokažte, že střídavá složka výstupního napětí U_o je rovna střídavé složce vstupního napětí U_i a úroveň U_o se nikdy nezmění pod napětí U_{REF} .

b) Je-li $U_i = 1 \cdot \sin(\omega t) \text{ V}$ a $U_{REF} = 5 \text{ V}$, najděte $U_o(t)$.

c) Řešte úkol z bodu b) pro $U_{REF} = 0 \text{ V}$.

d) Dokažte, že při otočení diody D_1 výstupní napětí $U_o(t)$ nikdy nepřekročí úroveň U_{REF} .

e) Řešte úkol z bodu b) při otočení diod D_1 .

f) Proč je zapojení precizní. Jak ovlivňuje úbytek na diodě D_1 přesnost obvodu? Může být napětí U_{REF} libovolné polarity?

Předpokládejme, že na vstupu OZ_1 je připojena právě nejmenší úroveň signálu – tedy $-U_i$. U_i je amplituda vstupního signálu. Napětí na invertujícím vstupu OZ_2 U_- je menší než napětí U_{REF} . Výstupní napětí OZ_2 je kladné, dioda D_1 je sepnuta a zpětná

vazba „přes“ OZ_2 je uzavřena. Znamená to, že pro ideální OZ_2 musí platit $U_- = U_{REF}$. Kondenzátor C_1 se proto nabije z OZ_2 na napětí $U_{C1ss} = U_i + U_{REF}$. Dále se napětí $U_i(t)$ zvětšuje. Pokud je výstupní odpor OZ_1 nulový (a to prakticky při stoprocentní zpětné vazbě je) a zatěžovací odpor na výstupu U_o je mnohonásobně větší než impedance kapacity ($1/\omega C_1$), nevzniká na C_1 prakticky žádný úbytek napětí. Vstupní napětí $U_i(t)$ „posunuje“ celé stejnosměrné napětí $U_{C1ss} = U_i + U_{REF}$ nahor, ve shodě se změnou $U_i(t)$. Napětí U je stále větší než napětí U_{REF} , dioda D_1 nevede, operační zesilovač OZ_2 se neuplatňuje. Výstupní napětí $U_o(t)$ tak sleduje napětí vstupní s tím, že je superponováno na stejnosměrné napětí $U_i + U_{REF}$. Platí tedy $U_o(t) = U_i(t) + U_i + U_{REF} = U_i \sin(\omega t) + U_i + U_{REF}$ (49), kde U_i je amplituda vstupního signálu.

Výstupní napětí se nikdy nezmění pod napětí U_{REF} . Situace je znázorněna na obr. 33b.

Je-li $U_i = 1 \text{ V}$ a $U_{REF} = 5 \text{ V}$, dostaneme podle vztahu (49)

$$U_o(t) = 1 \cdot \sin(\omega t) + 1 + 5 = 6 + 1 \cdot \sin(\omega t) \text{ V}.$$

Je-li $U_i = 10 \text{ V}$ a $U_{REF} = 0 \text{ V}$, dostaneme $U_o(t) = 10 \cdot \sin(\omega t) + 10 \text{ V}$.

Je-li $U_i = 10 \text{ V}$ a $U_{REF} = -5 \text{ V}$, je $U_o(t) = 10 \cdot \sin(\omega t) + 5 \text{ V}$.

Pokud se v časovém intervalu t_0 až t_1 (obr. 33b) změní U_{C1ss} pod velikost $U_{REF} + U_i$ (díky svodům C_1 , vstupním proudům OZ_2), změní se v okolí t_1 $U_i(t_1) = -U_i$ napětí $U = U_o(t_1)$ pod velikost U_{REF} . V tom případě se opět spíná D_1 a OZ_2 obnoví stav $U_{C1ss} = U_{REF} + U_i$. Chyba, která vzniká, je úměrná pouze napětí U_{D1} sepnuté diody D_1 a nepřímo úměrná zpětného záření OZ_2 bez zpětné vazby. Je tedy přibližně rovna hodnotě $U_{D1} - A_{OL}$ – detail na obr. 33b.

Když otočíme diodu D_1 – obr. 33c – dochází k sepnutí D_1 a uzavření zpětné vazby při $U_- > U_{REF}$. To podstatně mění situaci. Výstupní napětí nikdy nepřekročí napětí U_{REF} . Předpokládejme, že na výstupu OZ_1 je právě největší úroveň signálu – tedy amplituda U_i . Napětí U je větší než napětí U_{REF} , dioda D_1 (obr. 32c) je sepnuta, zpětná vazba je uzavřena. Napětí U_- se ustálí na velikosti U_{REF} . Zřejmě platí, že napětí na kondenzátoru C_1 je nyní $U_{C1ss} = U_{REF} - U_i$. Dále se změní napětí U_- pod napětí U_{REF} . Dioda D_1 se zavírá a napětí $U_i(t)$ superponováno na napětí $U_{REF} - U_i$ je přenášeno přímo na výstup. Platí (obr. 33c), že $U_o(t) = U_i \sin(\omega t) + U_{REF} - U_i$ (50).

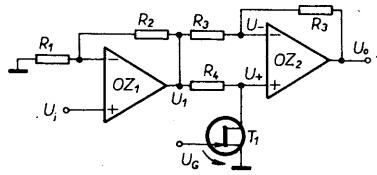
Situace v ustáleném stavu je znázorněna na obr. 33d. Pro $U_{REF} = 5 \text{ V}$ a $U_i = 1 \text{ V}$ dostaneme $U_o(t) = 1 \cdot \sin(\omega t) + 4 \text{ V}$.

Referenční napětí může mít v obou případech libovolnou polaritu. Musíme si pouze uvědomit, že výstupní napětí $U_o(t)$ nesmí překročit saturační úroveň operačního zesilovače OZ_2 .

Výstupní signál tedy prochází přes zesilovač OZ_1 a superponuje se na stejnosměrné napětí kondenzátoru C_1 . To se ustálí na $U_{REF} + U_i$ pro obr. 33a a na $U_{REF} - U_i$ pro obr. 33c. Operační zesilovač OZ_2 pouze „hlídá“ nastavení U_{C1ss} a dobíjí kondenzátor pro $U_- < U_{REF}$ (obr. 33a) nebo pro $U_- > U_{REF}$

(obr. 33c), přičemž maximální přesah hrance U_{REF} odpovídá hodnotě U_{D1}/A_{OL} .

ÚKOL 34: Přepínač polarity zesílení – obr. 34



Obr. 34. Přepínač polarity zesílení

a) Dokažte, že zesílení obvodu je $A = -(1 + R_2/R_1)$, je-li tranzistor T_1 sepnut a $A = 1 + R_2/R_1$, je-li tranzistor T_1 rozepnut.

Předpokládá se, že odpor tranzistoru v sepnutém stavu r_{DS0} je mnohonásobně menší než odpor rezistoru R_4 .

b) Je-li $r_{DS0} = 100 \Omega$, najděte R_4 takové, aby se absolutní hodnoty zesílení nelišily o více než 1 %.

Operační zesilovač OZ_1 tvoří neinvertující zesilovač, platí

$$U_1 = U_i \cdot (1 + R_2/R_1).$$

Je-li tranzistor T_1 rozepnut ($U_G < -U_p$, U_p prahové napětí), je napětí U_+ na neinvertujícím vstupu rovno napětí U_1 . Pro ideální operační zesilovač OZ_2 musí rovněž platit $U_- = U_+ = U_1$. Znamená to, že přes rezistory R_3 neprotéká žádný proud a to bude splněno pouze tehdy, bude-li i $U_o = U_1$. Ke stejnemu výsledku dospějeme pomocí principu superpozice:

$$U_o = U_+ \cdot (1 + R_3/R_3) - U_1 R_3/R_3 = 2U_+ - U_1 \quad (51).$$

↑
neinvertující cesta ↑
invert. cesta

Je-li tranzistor T_1 sepnut, je $U_+ = U_1$ a výstupní napětí

$$U_o = U_1 = U_1 \cdot (1 + R_2/R_1) \quad (52).$$

Je-li tranzistor T_1 sepnut, je $U_+ = U_1 \cdot r_{DS0}/(R_4 + r_{DS0})$.

Po dosazení do vztahu (51) dostaneme

$$U_o = -U_1 \cdot (1 + R_2/R_1) \cdot [1 - 2r_{DS0}/(R_4 + r_{DS0})] \quad (53).$$

Pro R_4 mnohonásobně větší než r_{DS0} lze vztah dále zjednodušit:

$$U_o = -U_1 \cdot (1 + R_2/R_1) \cdot (1 - 2r_{DS0}/R_4) \quad (54).$$

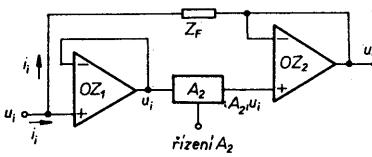
Má-li být chyba zesílení absolutní hodnoty menší než 1 %, musí platit $2r_{DS0}/R_4 < 0,01$ a odsud pro uvažované poměry dostáváme $R_4 > 2r_{DS0} \cdot 100 = 20 \text{ k}\Omega$.

ÚKOL 35: Kapacitní násobič řízený napětím – obr. 35

a) Dokažte, že (za předpokladu $A_2 = -A$, A je kladné číslo) výstupní impedance obvodu je $Z_i = u_i/i_i = Z_F/(1 + A)$.

b) Jestliže Z_F je kapacita, platí pro výstupní kapacitu obvodu $C_i = C_F \cdot (1 + A)$.

Operační zesilovače OZ_1 a OZ_2 jsou zapojeny jako sledovače, zaručují tak velké



Obr. 35. Kapacitní násobič řízený napětím

vstupní i malé výstupní odpory. Pokud by zesilovač A_2 zajišťoval sám velký výstupní odpor a malý výstupní odpor, není třeba OZ_1 a OZ_2 vůbec zapojovat.

Jsou-li použity ideální operační zesilovače, platí v zapojení na obr. 35 pro výstupní napětí zřejmě $U_o = A_2 \cdot U_i$. Dále platí pro výstupní proud $i_i = (U_i - U_o)/Z_F$. Nyní snadno určíme, že ekvivalentní výstupní impedance je dána vztahem

$$Z_i = U_i/i_i = Z_F/(1 - A_2) \quad (55).$$

Je-li zesilovač A_2 invertující a platí $A_2 = -A$ (kde $A > 0$), dostáváme pro výstupní impedance vztah

$$Z_i = Z_F/(1 + A) \quad (56).$$

Je-li zpětnovazební impedance Z_F tvořena kapacitou C_F , určíme snadno $Z_F = 1/(j\omega C_F)$ a ze vztahu (56) získáme

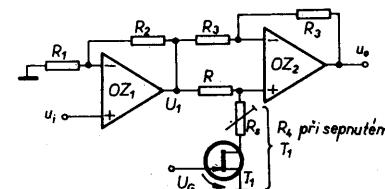
$$Z_i = 1/[j\omega C_F \cdot (1 + A)].$$

Proto je ekvivalentní výstupní kapacita C_i popsána vztahem

$$C_i = C_F \cdot (1 + A) \quad (57).$$

Vztah (57) popisuje vliv kapacity C_F , která je zapojena mezi invertující vstup a výstup zesilovače. Jedná se o klasický Millerův jev, který byl popsán již v elektronice (vliv kapacity anoda – mřížka na výstupní impedance).

ÚKOL 36: Analogový spínač s nulovým výstupním odporem (obr. 36)



Obr. 36. Analogový spínač s malým výstupním odporem

Dokažte, že $U_o = 0$, je-li tranzistor T_1 sepnut ($r_{DS0} \ll R_4$) a že pro T_1 rozepnutý platí $U_o = U_i \cdot (1 + R_2/R_1)$.

Situace je téměř shodná se situací v úkolu 34. Stejným způsobem lze odvodit, že $U_o = 2U_+ - U_1$. Při rozepnutém T_1 je stav naprostroj stejný jako v úkolu 34 a proto $U_o = U_1 = U_i \cdot (1 + R_2/R_1)$.

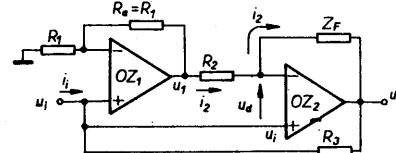
Při sepnutí T_1 ovšem platí $U_+ = R_4 U_i / (R_4 + R_s + r_{DS0})$.

Zajistíme-li platnost rovnosti $R_s + r_{DS0} = R_4$, dostaneme $U_+ = U_1/2$ a výstupní napětí je nulové, protože

$$U_o = U_1 - U_1 = 0.$$

Operační zesilovač OZ_2 je v této situaci zapojen do diagonály vyváženého odporevého můstku.

ÚKOL 37: Syntetická indukčnost – obr. 37



Obr. 37. Syntetická indukčnost

a) Dokažte, že výstupní impedance obvodu je

$$Z_i = U_i/i_i = R_2 R_3 / Z_F.$$

b) Je-li $Z_F = 1/(j\omega C_F)$, je ekvivalentní výstupní indukčnost

$$L_e = R_2 R_3 C_F.$$

c) Zesílení zesilovače OZ_1 s rezistory R_1, R_2 je 2. Odvodte Z_i pro obecnější případ, kdy zpětnovazební rezistory u OZ_1 jsou různé a zesílení je K.

d) Požadujeme $L_e = 1 \text{ mH}$, $R_1 = R_2 = R_3 = 1 \text{ k}\Omega$, jaká je kapacita C_F ?

Budeme přímo vycházet z obecné situace, kdy $R_a \neq R_1$. Zesílení OZ_1 je potom $K = 1 + R_a/R_1$. Na výstupu OZ_1 je napětí $U_1 = K U_i$. Výstupní napětí zesilovače OZ_2 lze určit pomocí principu superpozice: $U_o = -U_1 Z_F / R_2 + U_i \cdot (1 + Z_F / R_2)$,

↑
inv. cesta ↑
neinv. cesta

R_3 samotný přenos neovlivňuje, svým „druhým“ koncem je totiž připojen do místa s nulovou imedancí – výstup OZ_2 . Ke stejnemu výsledku dospějeme i ze „základního předpokladu“ $U_d = 0$. Platí potom $i_2 = (U_1 - U_i) / R_2$ a $U_o = U_i - Z_F \cdot i_2 = -U_i Z_F / R_2 + U_i \cdot (1 + Z_F / R_2)$. Dosadíme za U_1 a dostaneme $U_o = U_i \cdot [1 + (1 - K) Z_F / R_2]$.

Jsou-li oba OZ ideální, musí protékat výstupní proud i_i pouze přes rezistor R_3 . Potom

$$i_i = (U_i - U_o) / R_3 = U_i \cdot \{1 - [1 + (1 - K) Z_F / R_2]\} / R_3.$$

Základní úpravou nyní dostaneme

$$Z_i = U_i / i_i = R_2 R_3 / [(K - 1) Z_F] \quad (58).$$

Je-li $R_a = R_1$, je $K = 2$ a $Z_i = R_2 R_3 / Z_F$. Je-li $Z_F = 1/(j\omega C_F)$, je $Z_i = j\omega C_F R_2 R_3$. Tento impedance odpovídá ekvivalentní výstupní indukčnosti.

$$L_e = R_2 R_3 C_F \quad (59).$$

Pro $R_2 = R_3 = 1 \text{ k}\Omega$ a požadovanou $L_e = 1 \text{ mH}$ musí ze vztahu (59) platit

$$C_F = L_e / (R_2 R_3) = 10^{-3} / 10^6 = 10^{-9} \text{ F} = 1 \text{ nF}.$$

ÚKOL 38: Multiplexor (přepínač) analogových signálů (obr. 38)

a) Nechť prahové napětí U_p tranzistorů JFET s kanálem typu n je 5 V, r_{DS0} je mnohonásobně menší než R_1 a x_1, x_2, \dots, x_n jsou časově se neprekryvající impulsy s aktivní úrovní -10 V (základní úroveň 0 V). Dokažte, že v době trvání úrovně -10 V na vstupu x_k je výstupní napětí

$$U_o = -U_{ik} R_3 / R_2,$$

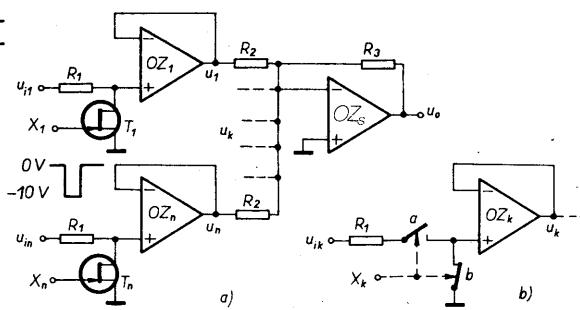
kde x_k je libovolný ze vstupů 1 až n .

b) Pro $r_{DS0} = 100 \Omega$ určete R_1 tak, aby chyba vnesená spínačem nepřesáhla 1 %.

c) Určete význam sledovačů napětí.

Tranzistor T_k na jehož vstupu je aktivní úroveň $x_k = -10 \text{ V}$ je rozepnutý – ostatní tranzistory jsou sepnuté. Pokud jsou odpory v sepnutém stavu zanedbatelné, jsou při

Obr. 38.a) Multiplexor analogových signálů, b) dokonalejší spínač (sériově-paralelní)



slušná výstupní napětí $u_1, u_2, \dots, u_{k-1}, u_{k+1}, \dots, u_n$ nulová. Pro výstupní napětí aktivovaného vstupu (T_k rozepnut) platí $u_k = u_{ik}$. Vliv rezistoru R_1 je zanedbatelný, protože sledovač napětí má běžně vstupní odporník větší než $100 \text{ M}\Omega$ a jeho výstupní odporník je prakticky nulový. Proto i pro výsledné výstupní napětí lze v tomto ideálním případě použít velmi jednoduchý vztah

$$u_o = -u_{ik} R_3 / R_2.$$

Zesilovač OZ_s je totiž zapojen jako součetový (invertující) zesilovač (viz úkol 4, je-li $u_5 = 0$).

Uvažujeme-li, že tranzistory T_1 až T_n mají v sepnutém stavu stejný odporník r_{DS0} , je na výstupech sledovačů ve skutečnosti napětí $r_{DS0}u_i / (r_{DS0} + R_1) \approx u_i r_{DS0} / R_1$ a nikolik nula. Je-li rozepnutý tranzistor T_k , platí pro výstupní napětí u_o přesnější vztah:

$$u_o = -u_{ik} R_3 / R_2 - (u_{i1} + u_{i2} + \dots + u_{i(k-1)} + u_{i(k+1)} + \dots + u_{in}) r_{DS0} / R_1 \quad (60)$$

Chyba jednoho kanálu je zřejmě určena poměrem r_{DS0}/R_1 . Je-li $r_{DS0} = 100 \Omega$ a chyba má být menší než 1 %, musí platit $r_{DS0}/R_1 < 0,01$, tedy $R_1 > 100 r_{DS0} = 10 \text{ k}\Omega$. Ze vztahu (60) však plyne, že chyba ze všech zbývajících vstupů se sečítá. Proto se v praxi používají spínače složitější – princip je na obr. 38b. Musí platit, že „kontakt a“ je pro $x_k=0$ rozepnut a „kontakt b“ je sepnut ($r_b = r_{DS0}$). Odporník r_a rozepnutého kontaktu a může dosahovat jednotek $\text{M}\Omega$. Pro výstupní napětí u_k bude za této situace platit ($x_k=0$) $u_k = u_{ik} r_{DS0} / (R_1 + r_a + r_{DS0}) \approx u_{ik} r_{DS0} / (r_1 + r_a)$. Vztah (60) se nyní změní na

$$u_o = -u_{ik} R_3 / R_2 - (u_{i1} + \dots + u_{i(k-1)} + u_{i(k+1)} + \dots + u_{in}) r_{DS0} / (R_1 + r_a) \quad (61).$$

Je-li například $r_{DS0} = 100 \Omega$ a $r_a = 1 \text{ M}\Omega$, je zlepšení situace podstatné.

U zvoleného kanálu je $x_k = -10 \text{ V}$, kontakt a je sepnut, $r_a = r_{DS0}$; kontakt b je rozepnut, $r_b =$ je rádové $\text{M}\Omega$. Opět platí, že $u_k = u_{ik}$, protože odporník r_{DS0} je proti vstupnímu odporníku sledovače skutečně zanedbatelný, zanedbatelný je i proti odporníku rozepnutého kontaktu r_b .

Ovládací úrovně x_k mohou být obecně libovolné, bude záležet pouze na skutečné realizaci „spínačů a, b“ na obr. 38b.

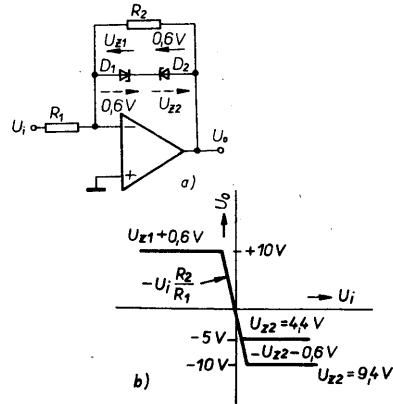
ÚKOL 39: Oboustranný omezovač – obr. 39

Napětí obou stabilizačních diod D_1 a D_2 je $U_{Z1} = U_{Z2} = 9,4 \text{ V}$; úbytek 0,6 V v předním směru.

a) Nakreslete závislost $u_o = f(u_i)$

b) Nakreslete závislost $u_o = f(u_i)$, je-li $U_{Z1} = 9,4 \text{ V}$ a $U_{Z2} = 4,4 \text{ V}$.

Pro $u_o > 0$ ($u_i < 0$) a $u_o < U_{Z1} + 0,6 \text{ V}$ jsou obě diody rozpojeny a pro výstupní napětí



Obr. 39a) Oboustranný omezovač, b) převodní charakteristiky pro $U_{Z1} = U_{Z2} = 9,4 \text{ V}$ a $U_{Z1} = 9,4 \text{ V}$ a $U_{Z2} = 4,4 \text{ V}$

platí

$$U_{o\max} = U_{Z1} + 0,6 \text{ V}.$$

Pro $u_o < 0$ ($u_i > 0$) a $u_o > -U_{Z2} - 0,6 \text{ V}$ platí rovněž

$$U_o = -U_i R_2 / R_1.$$

K omezení dochází až pro výstupní napětí $U_{omin} = -U_{Z2} - 0,6 \text{ V}$.

Platí-li $U_Z = U_{Z1} = U_{Z2}$ (výběr diod), je omezení symetrické.

$$U_{o\max} = |U_{omin}| = U_Z + 0,6 \text{ V}.$$

Převodní charakteristiky jsou na obr. 39b pro $U_{Z1} = U_{Z2} = 9,4 \text{ V}$ a pro $U_{Z1} = 9,4 \text{ V}$ a $U_{Z2} = 4,4 \text{ V}$.

ÚKOL 40: Symetrický omezovač – obr. 40

a) Dokažte, že schéma na obr. 40 symetricky omezuje výstupní napětí.

b) Posuďte vliv nestejných úbytků napětí U_D na diodách D_1 až D_4 .

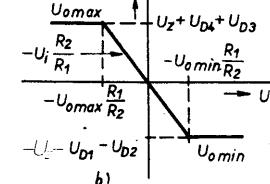
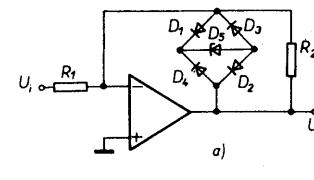
Na rozdíl od úkolu 39 není nutné vybírat dvě stabilizační diody. Je-li napětí u_o kladné, spínají diody D_4 , D_3 a D_5 ; úbytek napětí $U_{o\max} = U_Z + 2U_D$. Pro výstupní napětí záporné dojde k omezení při úrovni napětí $U_{omin} = -U_Z - 2U_D$; sepnutý jsou diody D_5 , D_2 a D_1 .

V ideálním případě (který byl uvažován) je možné předpokládat splnění rovnosti $U_{D1} = U_{D2} = U_{D3} = U_{D4}$, proto

$$U_{o\max} = -U_{omin},$$

omezení je symetrické.

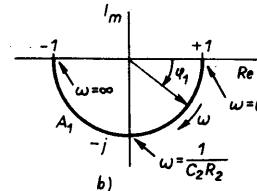
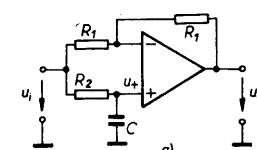
V reálném případě je například $U_{D1} = 630 \text{ mV}$, $U_{D2} = 620 \text{ mV}$, $U_{D3} = 600 \text{ mV}$, $U_{D4} = 630 \text{ mV}$ a $U_Z = 4,8 \text{ V}$. Potom lze určit $U_{o\max}$



Obr. 40.a) Symetrický omezovač, b) převodní charakteristika

$+ U_{omin} = 6,03 \text{ V} - 6,05 \text{ V} = -20 \text{ mV}$. Pro běžné účely není proto třeba diody D_1 až D_4 vybírat, relativní chyba na úrovni asi 6 V je většinou zanedbatelná.

ÚKOL 41: Fázovací článek 0 až -180° – obr. 41



Obr. 41. Fázovací článek (a) a jeho přenos v komplexní rovině (b)

a) Je-li operační zesilovač ideální, dokažte, že přenos je $A_1 = 1,0 < -2 \arctg(\omega C_2 R_2)$ absolutní hodnota stále rovna jedné, fáze $\varphi = -2\arctg(\omega C_2 R_2)$.

b) Určete A_1 při $R_1 = 2 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$, $C_2 = 10 \text{ nF}$ a $f = 10 \text{ kHz}$.

Pro odvození přenosu bude opět nevhodnější použít principu superpozice. Příspěvek invertující cesty k výstupnímu napětí je $u_{o\text{in}} = -u_i R_1 / R_2 = -u_i$. Příspěvek neinvertující cesty je $u_{onein} = u_+$. $(1 + R_1 / R_2) = 2u_+$, přičemž u_+ je určeno dělícem R_2 , C_2 , tudíž

$$u_+ = \frac{u_i \cdot 1 / (j\omega C_2)}{R_2 + 1 / (j\omega C_2)} = u_i / (1 + j\omega C_2 R_2).$$

Nyní snadno určíme celkové výstupní napětí $u_o = u_{o\text{in}} + u_{onein} =$

$$= u_i \cdot (1 - j\omega C_2 R_2) / (1 + j\omega C_2 R_2).$$

Přenos (zesílení) obvodu tedy je

$$A_1 = u_o / u_i = (1 - j\omega C_2 R_2) / (1 + j\omega C_2 R_2) = (1 - \omega^2 R_2^2 C_2^2 - 2j\omega R_2 C_2) / (1 + \omega^2 R_2^2 C_2^2) \quad (62).$$

Absolutní hodnoty čitatele i jmenovatele jsou stejné:

$$\sqrt{1 + \omega^2 C_2^2 R_2^2}$$

Fázi čitatele φ_c lze určit ze vztahu $\tan \varphi_c = \text{Im}/\text{Re} = -\omega C_2 R_2$. Odsud $\varphi_c = \arctg(-\omega C_2 R_2) = -\arctg(\omega C_2 R_2)$. Fázi jmenovatele určíme stejným postupem: $\tan \varphi_j = \text{Im}/\text{Re} = \omega C_2 R_2$; proto $\varphi_j = \arctg(\omega C_2 R_2)$. Vztah (62) lze nyní přepsat do tvaru

$$A_1 = \sqrt{1 + \omega^2 C_2^2 R_2^2} \cdot e^{i\varphi_c} / \sqrt{1 + \omega^2 C_2^2 R_2^2} \cdot e^{i\varphi_j} = 1 \cdot e^{i(\varphi_c - \varphi_j)} = e^{i\varphi_1} \quad (62a)$$

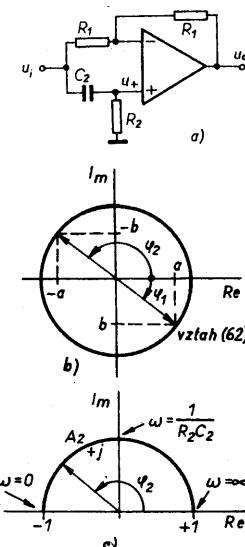
Absolutní hodnota přenosu je stále rovna jedné, výsledná fáze přenosu $\varphi_1 = \varphi_c - \varphi_j$:

$$\varphi_1 = -\arctg(\omega C_2 R_2) - \arctg(\omega C_2 R_2) = -2 \cdot \arctg(\omega C_2 R_2) \quad (63)$$

Znázornění přenosu v komplexní rovině je na obr. 41b. Na kruhové frekvenci $\omega_0 = 1/(C_2 R_2)$ je fáze právě -90° . Možný formální zápis přenosu je $A_1 = 1 < -2 \cdot \arctg(\omega C_2 R_2)$.

Pro $R_1 = 2 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$, $C_2 = 10 \text{ nF}$ a $f = 10 \text{ kHz}$ je $\varphi_1 = -2 \cdot \arctg(2\pi 10^4 \cdot 10^3 \cdot 10^{-8}) = -2 \cdot \arctg(0,2\pi) = -64,28^\circ$.

ÚKOL 42: Fázovací článek $+180^\circ$ až 0° – obr. 42



Obr. 42.a) Fázovací článek, b) znázornění změny známého Re a Im složky, c) jeho přenos v komplexní rovině

Dokažte, že přenos obvodu je $A_2 = 1,0 < [180^\circ - 2 \cdot \arctg(\omega C_2 R_2)]$.

Zapojení je jakýmsi doplňkem k zapojení na obr. 41a. I zde je optimálním postupem využití principu superpozice. Platí (invertující cesta): $u_{\text{oin}} = -u_1 R_1 / R_1 = -u_1$. Dále (neinvertující cesta): $u_{\text{onein}} = u_+ \cdot (1 + R_1 / R_1) = 2 \cdot u_+$, přičemž $u_+ = u_1 R_2 / (R_2 + 1 / (j\omega C_2)) = u_1 j\omega C_2 R_2 / (1 + j\omega C_2 R_2)$.

Celkové výstupní napětí je

$$U_o = u_{\text{oin}} + u_{\text{onein}} = u_1 \cdot (-1 + j\omega C_2 R_2) / (1 + j\omega C_2 R_2)$$

Po úpravě dostaváme pro přenos

$$A_2 = u_o / u_1 = (-1 + j\omega C_2 R_2) / (1 + j\omega C_2 R_2) = (-1 + \omega^2 C_2^2 R_2^2 + 2j\omega C_2 R_2) / (1 + \omega^2 C_2^2 R_2^2) \quad (64)$$

I zde platí, že absolutní hodnoty čitatele a jmenovatele jsou si rovny, celkový přenos je stále roven jedné. Při srovnání vztahů (62) a (64) zjistíme, že se pouze změnila značka reálné (Re) a imaginární složky (Im), velikosti zůstaly stejné. To nám umožní snadno určit fázi φ_2 – obr. 42b. Platí $\varphi_2 + |\varphi_1| = 180^\circ$, přičemž φ_1 je určena vztahem (63).

Pro fázi zapojení na obr. 42a platí

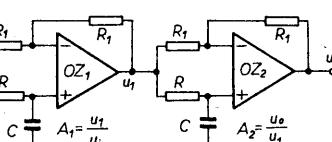
$$\varphi_2 = 180^\circ - 2 \cdot \arctg(\omega C_2 R_2) \quad (65)$$

Celý přenos lze popsat vztahem

$$A_2 = 1 \cdot e^{i(180^\circ - 2 \cdot \arctg(\omega C_2 R_2))} = 1 < [180^\circ - 2 \cdot \arctg(\omega C_2 R_2)] \quad (66)$$

Přenos je -1 pro $f = 0$, $+1$ pro $f = 1/(2\pi C_2 R_2)$ a $+1$ pro $f = \infty$ (obr. 42c).

ÚKOL 43: Fázovací článek 0° až 360° – obr. 43



a) Dokažte, že kaskádním řazením dvou obvodů z obr. 41a dostaneme fázovací článek s posuvem fáze 0° až 360° .

b) Dokažte, že stejné tvrzení platí i pro kaskádní řazení dvou obvodů z obr. 42a.

Řadíme-li kaskádně dva zesilovače, je výsledný přenos roven součinu přenosů. Platí totiž

$$A = u_o / u_i = (u_1 / u_i) \cdot (u_2 / u_1) = A_1 \cdot A_2$$

Přenos struktury na obr. 43 lze proto určit pomocí vztahu (62a)

$$A = e^{i\varphi_1} \cdot e^{i\varphi_2} = e^{2i\varphi_1} = e^{i\varphi_v},$$

platí $R_2 = R$ a $C_2 = C$ (obr. 43, obr. 41).

Proto

$$\varphi_v = 2 \cdot [-2 \cdot \arctg(\omega C R)] = -4 \cdot \arctg(\omega C R) \quad (67)$$

Pro $f = 0$ je $\varphi_v = 0$, pro $f = 1/(2\pi C R)$ je $\varphi_v = -180^\circ$, pro $f = \infty$ je $\varphi_v = 360^\circ$.

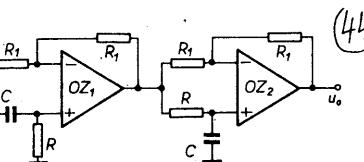
Pomocí vztahu (66) určíme chování dvou kaskádně řazených obvodů z obr. 42a: $A = e^{2i\varphi_2} = e^{i\varphi_v}$.

Po dosazení dostaváme

$$\varphi_v = 2 \cdot [180^\circ - 2 \cdot \arctg(\omega C R)] = 360^\circ - 4 \cdot \arctg(\omega C R) = -4 \cdot \arctg(\omega C R) \quad (68)$$

Vidíme, že výsledná fáze je v obou případech stejná, protože úhel 360° lze zanedbat (celá perioda).

ÚKOL 44: Fázovací článek $+180^\circ$ až -180° – obr. 44



Dokažte, že zapojení na obr. 44 pracuje s fázovým posuvem -180° až $+180^\circ$.

Z obr. 44 je zřejmé, že se jedná o kaskádní zapojení článků z obr. 42a. a obr. 41a. Stačí proto opět určit součin známých přenosů (úkol 43):

$$A = u_o / u_i = e^{i\varphi_2} \cdot e^{i\varphi_1} = e^{i(\varphi_1 + \varphi_2)} = e^{i\varphi_v},$$

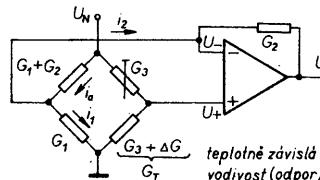
kde φ_2 je dán vztahem (65) a φ_1 vztahem (63).

Pro výslednou fázi dostaváme vztah

$$\varphi_v = 180^\circ - 2 \cdot \arctg(\omega C R) - 2 \cdot \arctg(\omega C R) = 180^\circ - 4 \cdot \arctg(\omega C R) \quad (69)$$

Pro $f = 0$ je $\varphi_v = 180^\circ$, pro $f = 1/(2\pi C R)$ je $\varphi_v = 180^\circ - 4 \cdot 45^\circ = 0^\circ$, pro $f = \infty$ je $\varphi_v = 180^\circ - 360^\circ = -180^\circ$.

ÚKOL 45: Můstkový zesilovač – obr. 45



a) Dokažte, že

$$U_o = (1 + G_1 / G_2) [(-\Delta G \cdot U_N) / (2G_3 + \Delta G)]$$

b) Je dáno $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 9 \text{ k}\Omega$, $G_3 + \Delta G$ – rezistor s teplotním koeficientem $0,2 \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$, G_3 – rezistor nastavitelný – nastavuje se (zde) tak, aby při $U_N = 10 \text{ V}$ a $T_o = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ bylo výstupní napětí $U_o = 0 \text{ V}$. Najděte teplotní závislost výstupního napětí $U_o = f(T)$.

Nejdříve odvodíme napětí U_+ na neinvertujícím vstupu ($R = 1/G$):

$$U_+ = U_N \cdot R_T / (R_3 + R_T) = (U_N / R_3) / (1 / R_T + 1 / R_3) = U_N G_3 / (G_T + G_3) \quad (A)$$

Pro ideální operační zesilovač musí platit $U_+ = U_-$. Lze určit

$$i_1 = U_- / R_1 = U_+ G_1 \quad (B)$$

Dále platí

$$U_o = -i_2 R_2 + U_+ = U_+ - i_2 / G_2 \quad (C)$$

Musí platit $[G_1 + G_2] = 1 / R_1 + 1 / R_2 = (R_1 + R_2) / (R_1 R_2)$:

$$i_2 = (U_N - U_+) \cdot (G_1 + G_2) = i_1 + i_2 \quad (D)$$

Nyní určíme z rovnice (B) a (D), že

$$i_2 = U_N (G_1 + G_2) - U_+ G_2 - 2 U_+ G_1$$

Dosazením do (C) dostaneme

$$U_o = U_+ - [U_N (G_1 + G_2) - U_+ G_2 - 2 U_+ G_1] / G_2$$

Dosazením z (A) a úpravami dostaneme pro výstupní napětí vztah

$$U_o = U_N \cdot (1 + G_1 / G_2) \cdot (G_3 + G_T) / (G_3 + G_T) \quad (70)$$

Platí-li $G_T = G_3 + \Delta G$, kde G_3 je hodnota G_T při teplotě T_o a $\Delta G = G_3 \cdot k \cdot (T - T_o)$, potom

$$U_o = U_N \cdot (1 + G_1 / G_2) \cdot (-\Delta G) / (2G_3 + \Delta G) \quad (70a)$$

Je-li $\Delta G \ll 2G_3$ (tedy $k \ll 1$), dostaneme

$$U_o = -U_N \cdot (1 + G_1 / G_2) \cdot k \cdot (T - T_o) / 2 \quad (70b)$$

Mění-li se vodivost o $0,2 \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$, znamená to, že $k = 0,002$ a dostaneme $|G_1| = 0,001 \text{ S}$,

$$G_2 = (1/9) \cdot 10^{-3} \text{ S a } T_o = 25 \text{ }^\circ\text{C}$$

$$U_o = -10 \cdot (1 + 9 \cdot 0,002 \cdot (T - 25 \text{ }^\circ\text{C}) / 2 = -0,1 \text{ V } ^\circ\text{C} \cdot (T - 25 \text{ }^\circ\text{C})$$

Je-li nám milejší popis pomocí odporů a nevodivostí, lze vztah (70) snadno upravit pomocí základního vztahu $1/R = G$. Po úpravách dostaneme pro výstupní napětí modifikovaný vztah

$$U_o = U_N \cdot (1 + R_2 / R_1) \cdot (R_T - R_3) / (R_T + R_3) \quad (70c)$$

Musíme si uvědomit, že vodivosti $G_1 + G_2$ odpovídá paralelní řazení rezistorů R_1 a R_2 .

ÚKOL 46: Pásmovej propust (invertující zesilovač s nekonečným zesílením) – obr. 46

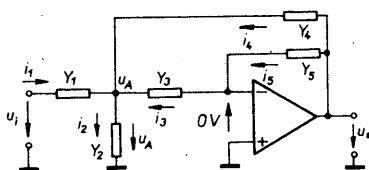
a) Dokažte, že pro zesílení obvodu na obr. 46 platí

$$A = u_o / u_i = -Y_1 Y_3 / (Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) \quad (Y_5 + Y_3 Y_4)$$

b) Určete zesílení, je-li $Y_1 = G_1$, $Y_2 = G_2$, $Y_3 = j\omega C_3$, $Y_4 = j\omega C_4$ a $Y_5 = G_5$.

c) Určete kruhovou frekvenci ω_0 , na které je přenos maximální a určete zde velikost zesílení.

d) Určete R_1, R_2 a R_5 ; požaduje se $f_0 = 100$ Hz, šířka pásmá $B = 10$ Hz, $|A_{max}| = 10$ (volte $C_3 = C_4 = 1 \mu F$).



Obr. 46. Invertující pásmový propust ($Y_1 = G_1, Y_2 = G_2, Y_3 = j\omega C_3, Y_4 = j\omega C_4, Y_5 = G_5$)

Pro ideální operační zesilovač OZ, lze snadno sestavit následující soubor jednoduchých rovnic:

$$\begin{aligned} i_1 &= (u_i - u_A) Y_1 & (I), \\ i_2 &= u_A Y_2 & (II), \\ i_3 &= -u_A Y_3 & (III), \\ i_4 &= (u_o - u_A) Y_4 & (IV), \\ i_5 &= u_o Y_5 & (V), \\ i_1 + i_3 + i_4 &= i_2 & (VI), \\ i_3 &= i_5 & (VII), \end{aligned}$$

Tento soubor vztahů stačí k vyřešení předloženého úkolu. Ze vztahu (VII), (III), (V) určíme, že

$$u_A = -u_o Y_3 / Y_5 \quad (VIII).$$

Ze vztahů (V), (VII), (VI), (I) a (IV) určíme, že $u_o = i_5 / Y_5 = i_3 / Y_5 = (i_2 - i_1 - i_4) / Y_5 = u_A Y_2 / Y_5 - (u_i - u_A) Y_1 / Y_5 - (u_o - u_A) Y_4 / Y_5$.

Po dosazení za u_A ze vztahu (VIII) a úpravách dostaneme

$$A = u_o / u_i = -Y_1 Y_3 / (Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) Y_5 + Y_3 Y_4 \quad (71).$$

Je-li $Y_1 = G_1 = 1/R_1, Y_2 = G_2 = 1/R_2, Y_3 = j\omega C_3 = pC_3, Y_4 = j\omega C_4 = pC_4$ a $Y_5 = G_5 = 1/R_5$, stačí dosadit do vztahu (71) a upravit přenos do normovaného tvaru:

$$A = -(pG_1/C_4) / [p^2 + pG_5(1/C_3 + 1/C_4) + G_5(G_1 + G_2)/C_3 C_4] \quad (72).$$

Srovnáním s normovaným polynomem 2. řádu $p^2 + p\omega_0/Q + \omega_0^2$ snadno zjistíme, že frekvence maximálního přenosu je

$$\omega_0^2 = G_5 (G_1 + G_2) / (C_3 C_4) = 1 / [R_5 C_3 C_4 R_1 R_2 / (R_1 + R_2)] \quad (73).$$

Maximální hodnotu přenosu určíme ze vztahu (72) a (73);

$$p = j\omega_0, p^2 = -\omega_0^2:$$

$$A(\omega_0) = -G_1 / [G_5(1 + C_4/C_3)] = -R_5 / [R_1(1 + C_4/C_3)] \quad (74).$$

Q je činitel jakosti obvodu. Platí $Q = f_0/B$, kde $f_0 = \omega_0/(2\pi)$ a B je pásmo propustnosti v Hz pro pokles přenosu o 3 dB. Srovnáme-li vztah (72) s normovaným tvarem, zjistíme, že platí

$$\omega_0/Q = G_5(1/C_3 + 1/C_4).$$

Dosadíme-li ve vztahu (73) za ω_0 , dostaneme po úpravách

$$Q = \sqrt{(G_1 + G_2) / [\sqrt{C_4/C_3} + \sqrt{C_3/C_4}]} = \sqrt{R_5/R_1 + R_5/R_2} / [\sqrt{C_4/C_3} + \sqrt{C_3/C_4}] \quad (75).$$

Je zřejmé, že se jedná o pásmovou propust s maximálním přenosem na kruhové frekvenci ω_0 (73), a činitelem jakosti Q (75) a tomu odpovídající šířkou pásmá $B = f_0/Q$. V obvodu na obr. 46 je nutno určit pět pasivních prvků a k dispozici jsou pouze tři rovnice: (73), (74) a (75). Proto dva prvky volíme, nejčastěji se volí $C = C_3 = C_4$, zde $1 \mu F$.

Potom se vztahy zjednoduší:

$$\begin{aligned} \omega_0^2 &= G_5 (G_1 + G_2) / C^2 = \\ &= (1/R_1 + 1/R_2) / (R_5 C^2) \end{aligned} \quad (73a),$$

$$A(\omega_0) = -R_5 (2R_1) \quad (74a),$$

$$Q = \sqrt{R_5/R_1 + R_5/R_2} / 2 \quad (75a).$$

Máme systém tří rovnic pro tři neznámé (je-li C zvolena). Tento systém se ovšem musí dále upravit, aby nám umožnil pohodlný návrh pásmové propusti podle zadaných požadavků.

Ze vztahu (75a) dostaneme

$$\sqrt{R_5/R_1 + R_5/R_2} = 2Q.$$

Vztah (73a) lze upravit do tvaru

$$\omega_0^2 = (R_5/R_1 + R_5/R_2) / (R_5^2 C^2).$$

Nyní již snadno určíme, že

$$R_5 = \sqrt{R_5/R_1 + R_5/R_2} / (\omega_0 C) = 2Q / (\omega_0 C) \quad (76)$$

Ze vztahu (74a) plyne

$$R_1 = R_5 / (2 |A(\omega_0)|) \quad (77).$$

Úpravou vztahu $R_5/R_1 + R_5/R_2 = 4Q^2$ dostaneme

$$R_2 = R_5 / (4Q^2 - R_5/R_1) = R_5 / (4Q^2 - 2 |A(\omega_0)|). \quad (78)$$

Vztahy (76), (77), (78) jsou návrhovými vztahy za předpokladu, že volíme $C_3 = C_4 = C$. Je-li tedy zvoleno $C = 1 \mu F$ a požadujeme $f_0 = 100$ Hz, $B = 10$ Hz ($Q = f_0/B = 10$) a $A(\omega_0) = -10$, dostaneme ze vztahu (76):

$$R_5 = 20 / (2\pi 100 \cdot 10^6) = 31,83 \text{ k}\Omega.$$

Ze vztahu (77):

$$R_1 = 31,83 / (2 \cdot 10) = 1,59 \text{ k}\Omega.$$

Ze vztahu (78):

$$R_2 = 31,83 / (400 - 20) = 83,8 \text{ k}\Omega.$$

Vztah (78) ovšem definuje doplňkový požadavek. Reálný smysl má pouze odpor R_2 kladných hodnot. Je proto jasné, že volba $C_3 = C_4 = C$ vede automaticky k požadavku

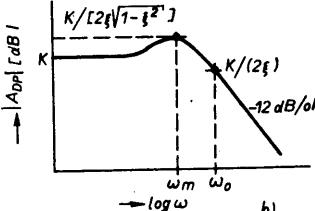
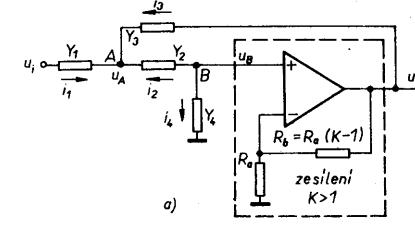
$$4Q^2 - 2 |A(\omega_0)| > 0,$$

musí proto platit

$$Q^2 \geq |A(\omega_0)| / 2 \quad (79).$$

Volíme-li právě hraniční hodnotu $Q_{min} = \sqrt{|A(\omega_0)|} / 2$, lze R_2 vypustit, protože $R_2 = R_5 / 0 = \infty$.

ÚKOL 47: Dolní propust 2. řádu (zesilovač neinvertující – s konečným zesílením K – filtr Sallen – Key) – obr. 47



Obr. 47.a) Dolní propust 2. řádu ($Y_1 = G_1 = 1/R_1, Y_2 = G_2 = 1/R_2, Y_3 = j\omega C_3, Y_4 = j\omega C_4$), b) přenos dolní propusti DP

a) Dokažte, že přenos (zesílení) obvodu je $A = u_o / u_i = K Y_1 Y_2 / [Y_1 Y_2 + Y_4 (Y_1 + Y_2 + Y_3) + Y_2 Y_3 (1 - K)]$.

b) Dokažte, že pro $Y_1 = G_1, Y_2 = G_2, Y_3 = j\omega C_3$ a $Y_4 = j\omega C_4$ jde o dolní propust.

c) Určete přenos dolní propusti na frekvenci ω_0 .

d) Určete frekvenci ω_m , na níž je přenos maximální a určete zde velikost přenosu A_{max} .

Ideální operační zesilovač tvoří neinvertující zesilovač se zesílením $1 + (K - 1) R_a / R_b = K$, s malým výstupním a nekonečným vstupním odporem. Proto platí

$$u_o = K u_b \quad (I),$$

dále

$$i_1 = (u_i - u_A) Y_1 \quad (II),$$

$$i_2 = (u_B - u_A) Y_2 \quad (III),$$

$$i_3 = (u_o - u_A) Y_3 \quad (IV),$$

$$i_4 = u_B Y_4 \quad (V),$$

$$i_2 + i_4 = 0 \quad (VI),$$

$$i_1 + i_2 + i_3 = 0 \quad (VII),$$

Soubor jednoduchých vztahů umožňuje určit zesílení obvodu $A = u_o / u_i$. Z rovnice (I), (VI) a (V) lze určit, že

$$i_2 = -u_o Y_4 / K \quad (VIII).$$

Ze vztahů (VII), (II), (III), (IV) a (I) lze určit, že $u_A = |u_i Y_1 + u_o (Y_2 / K + Y_3)| / (Y_1 + Y_2 + Y_3)$ (IX).

Pomocí (III), (I), (VIII) a (IX) dostaneme

$$A = u_o / u_i = K Y_1 Y_2 / [Y_1 Y_2 + Y_4 (Y_1 + Y_2 + Y_3) + Y_2 Y_3 (1 - K)] \quad (80).$$

Je-li $Y_1 = G_1, Y_2 = G_2, Y_3 = j\omega C_3$ a $Y_4 = j\omega C_4$ ($\omega = p$) dostaneme ze vztahu (80) po úpravách

$$A = K \frac{G_1 G_2 / (C_3 C_4)}{p^2 + p |G_1/C_3 + G_2/C_3 + G_2(1-K)/C_4| + G_1 G_2} \quad (81).$$

Obecný normovaný tvar zesílení pro dolní propust 2. řádu je

$$A_{DP} = K \omega_0^2 / (p^2 + p \omega_0 / Q + \omega_0^2) \quad (82),$$

přičemž rovněž platí

$$1/(2Q) = \xi,$$

kde ξ je logaritmický dekrement útlumu.

Pro $p = j\omega = 0$ je $A_{DP} = K$, pro $p = j\omega_0$ je $p^2 = -\omega_0^2$ a $A_{DP}(\omega_0) = K \omega_0^2 / (j\omega_0^2 / Q) = -jK \cdot Q$, pro $\omega = \infty$ je přenos dolní propusti nulový.

Vztahy (81) a (82) se formálně shodují. Srovnáním lze určit

$$\omega_0^2 = G_1 G_2 / (C_3 C_4) = 1 / (R_1 R_2 C_3 C_4) \quad (83),$$

$$\omega_0 / Q = G_1 / C_3 + G_2 / C_3 + G_2(1 - K) / C_4$$

Po úpravách dostaneme

$$1/Q = 2\xi = \sqrt{C_4/C_3} / \sqrt{G_1/G_2} + \sqrt{G_2/G_1} + (1 - K) \sqrt{G_2 C_3 / \sqrt{G_1 C_4}} \quad (84).$$

Užitečné je vyšetřit průběh absolutní hodnoty přenosu podle vztahu (82). Maximum přenosu je na frekvenci ω_m , kde nabývá derivace absolutní hodnoty jmenovatele nulové hodnoty. Tato podmínka je splněna pro

$$\omega_m^2 = \omega_0^2 (1 - 2\xi^2) \quad (85).$$

Dosadíme-li ze vztahu (85) do vztahu (82), dostaneme pro absolutní hodnotu přenosu po úpravách

$$|A_{DP}(\omega_m)| = K / 2\xi \sqrt{1 - \xi^2} \quad (86).$$

Průběh přenosu je znázorněn na obr. 47b. Absolutní hodnota jmenovatele pro $\omega > \omega_0$ vzroste na každé zvýšení frekvence (o oktavu) na čtyřnásobek. Tomu odpovídá pokles přenosu -12 dB/oct.

Požadujeme-li obecně K , ω_0 a Q , vycházejí návrhové vztahy velmi „nepohodlné“. Proto se obvykle volí jedna z následujících možností:

a) $K = 1$, tedy $R_b = 0$ a $R_a = \infty$;

$G_1 = G_2 = G = 1/R$ se volí;

dopočítává se C_3 a C_4 tak, aby se realizovalo potřebné Q a ω_0 .

Pro zvolené poměry dostaneme ze vztahu (83)

$$\omega_0^2 = 1/(R^2 C_3 C_4),$$

ze vztahu (84) dostaneme

$$1/Q = 2\xi = 2\sqrt{C_4/C_3}.$$

Řešením těchto dvou rovnic o dvou neznámých dostaneme:

$$C_3 = 2Q/(\omega_0) \quad (87),$$

$$C_4 = 1/(2QR\omega_0) \quad (88),$$

což jsou návrhové vztahy pro předpokládané poměry,

b) Platí $G_1 = G_2 = G = 1/R$, $C_3 = C_4 = C$.

Volíme $1/R$ a podle požadovaných hodnot ω_0 a Q dopočítáme C a K .

Ze vztahu (83) platí pro uvedenou volbu $\omega_0 = 1/(RC)$, ze vztahu (84) dostaneme $1/Q = 3 - K$. Snadno nyní určíme:

$$C = 1/(R\omega_0) \quad (89),$$

$$K = 3 - 1/Q \quad (90).$$

Poté se volí R_a a dopočítá

$$R_b = (K-1)R_a = (2-1/Q)R_a \quad (91),$$

c) Výhodné je zvolit $K = 2$ (tedy $R_a = R_b$ a $C_3 = C_4 = C$).

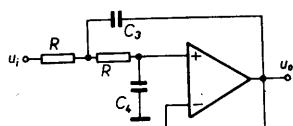
Hodnotu C zvolíme, dopočítáme G_1 a G_2 tak, abychom dostali požadované hodnoty Q a ω_0 .

Ze vztahu (83) dostaneme $\omega_0^2 = 1/(R_1 R_2 C^2)$, ze vztahu (84) $1/Q = \sqrt{G_1/G_2} = \sqrt{R_2/R_1}$. Řešením dvou rovnic o dvou neznámých jsou vztahy návrhové

$$R_1 = Q/(\omega_0 C) \quad (92),$$

$$R_2 = 1/(\omega_0 C Q) \quad (93).$$

ÚKOL 48: Butterworthova dolní propust 2. řádu – obr. 48



Obr. 48. Butterworthova dolní propust 2. řádu

a) Navrhněte C_3 a C_4 tak, aby dolní propust měla stále klesající modul přenosu (maximálně plochý modul).

b) Určete pokles přenosu na frekvenci f_0 .

c) Určete R , C_3 a C_4 tak, aby $f_0 = 1$ kHz.

d) Určete R , C_3 a C_4 tak, aby $f_0 = 10$ kHz.

Požadavky určené v bodě a) platí pro Butterworthovu dolní propust. Srovnáním s úkolem 47 zjistíme, že jde o případ a) ($K = 1$, $R_a = \infty$, $R_b = 0$), kdy platí návrhové vztahy (87) a (88). Má-li být modul přenosu maximálně plochý, musí být maximum přenosu právě na frekvenci $\omega_m = 0$, aby již nikde nemohlo dojít k „převýšení“. Ze vztahu (85) zjistíme, že musí platit $1 - 2\xi_B^2 = 0$, tedy $\xi_B = 1/\sqrt{2}$. Tomu odpovídá činitel jakosti $Q_B =$

$= 1/(2\xi_B) = 1/\sqrt{2}$. Ze vztahu (87) nyní určíme

$$C_3 = \sqrt{2}/(R\omega_0) = 1,414/(2\pi f_0 R);$$

ze vztahu (88)

$$C_4 = 1/(\sqrt{2} R \omega_0) = 0,7071/(2\pi f_0 R).$$

Poměr kapacit je $C_3/C_4 = 2$.

Absolutní hodnota přenosu na frekvenci ω_0 je $|A_{HP}(\omega_0)| = 1/(2\xi_B) = 1/\sqrt{2}$; pokles přenosu je právě 3 dB.

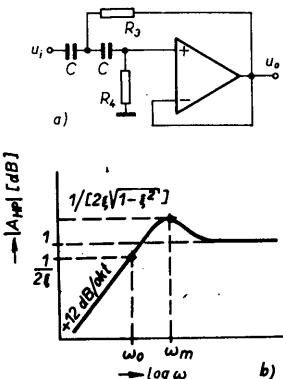
Zvolme $R = 10$ k Ω . Pro $f_0 = 1$ kHz tedy snadno určíme

$$C_3 = 1,414/(6,28 \cdot 10^3 \cdot 10^4) = 2,25 \cdot 10^{-8} = 22,5 \text{ nF},$$

$$C_4 = C_3/2 = 11,25 \text{ nF}.$$

Z návrhových vztahů plyne, že pro $f_0 = 10$ kHz stačí pouze desetkrát zmenšit kapacitu kondenzátorů, ponecháme-li $R = 10$ k Ω . Dostaneme poté $C_3 = 2,25 \text{ nF}$ a $C_4 = 1,125 \text{ nF}$.

ÚKOL 49: Horní propust 2. řádu – obr. 49



Obr. 49.a) Horní propust 2. řádu, b) přenos horní propusti

a) Dokažte, že se jedná o horní propust.

b) Navrhněte R_3 a R_4 tak, aby se jednalo o Butterworthovu horní propust.

c) Určete C , R_3 , R_4 tak, aby $f_0 = 1$ kHz.

Využijeme obecného vztahu (80) pro přenos z úkolu 47. Ze srovnání plyne, že $K = 1$, $Y_1 = Y_2 = j\omega C = pC$, $Y_3 = 1/R_3$ a $Y_4 = 1/R_4$. Po dosazení do vztahu (80) a úpravách dostáváme

$$A = \frac{p^2}{p^2 + 2/(CR_4) + 1/(R_3 R_4 C^2)} \quad (94).$$

Obecný normovaný tvar přenosu pro horní propust je

$$A_{HP} = p^2/(p^2 + p\omega_0 2\xi + \omega_0^2) \quad (95).$$

Pro $p = 0$ je $A_{HP}(0) = 0$, pro $p = j\omega_0$ je $A_{HP}(\omega_0) = 1/(2\xi)$ a pro $p = \infty$ je $A_{HP} = 1$.

Srovnáním vztahu (94) a (95) zjistíme, že pro obvod na obr. 49a platí $(1/Q = 2\xi)$

$$\omega_0^2 = 1/(R_3 R_4 C^2) \quad (96),$$

$$2\xi\omega_0 = 2/(CR_4) \quad (97).$$

Dosazením za ω_0 a úpravou dostaneme

$$1/Q = 2\xi = 2\sqrt{R_3/R_4} \quad (98).$$

Z rovníc (96) a (97) lze určit návrhové vztahy pro požadované Q a ω_0 ; C zvolíme. Dostaneme

$$R_3 = 1/(2QC\omega_0) \quad (99).$$

$$R_4 = 2Q/(C\omega_0) \quad (100).$$

Postupem obdobným postupu v úkolu 47 lze vyšetřit maximum přenosu podle vztahu (95). Pro absolutní hodnotu přenosu obdržíme vztah ($p = j\omega$):

$$|A_{HP}| = 1/\sqrt{(1 - \omega_0^2/\omega^2)^2 + 4\xi^2 \omega_0^2/\omega^2} \quad (100).$$

Nyní lze zjistit, na které kruhové frekvenci ω_m je přenos maximální. Musíme derivovat jmenovatel a určit, pro které $\omega = \omega_m$ nabývá derivace nulové hodnoty. Dospějeme k výsledku, že přenos je maximální na frekvenci $\omega_m = \omega_0\sqrt{1 - 2\xi^2}$ (101).

Dosadíme-li za ω_m do vztahu (100), určíme i velikost maximálního přenosu

$$|A_{HP}(\omega_m)| = 1/[2\xi\sqrt{1 - \xi^2}] \quad (102).$$

Situace je patrná z obr. 49b. Pro $\omega \ll \omega_0$, lze ze vztahu (98) určit, že pro každé zdvojení frekvence (okta) vzroste přenos čtyřikrát – to je strmost nárustu + 12 dB/okt.

Má-li se jednat o Butterworthovu horní propustnost, musí být maximum přenosu v nekonečnu, tedy $\omega_m \rightarrow \infty$. Ze vztahu (101) potom musí platit

$$1 - 2\xi^2 = 0.$$

Nyní už snadno určíme, že musí být splněna podmínka

$$1/Q_B = 2\xi_B = \sqrt{2}.$$

Návrhové vztahy nabudou za této situace podoby:

$$R_3 = 0,7071/(\omega_0 C),$$

$$R_4 = 1,414/(\omega_0 C).$$

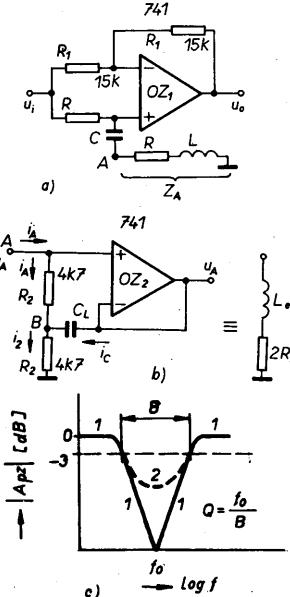
Platí $R_4/R_3 = 2$.

Zvolme nyní $C = 10$ nF. Pro $f_0 = 1$ kHz je $\omega_0 = 2\pi \cdot 10^3$ a proto dostaneme

$$R_3 = 0,7071/(2\pi \cdot 10^3 \cdot 10^{-9}) = 11,25 \text{ k}\Omega,$$

$$R_4 = 2R_3 = 22,5 \text{ k}\Omega.$$

ÚKOL 50: Pásmová zádrž – obr. 50



Obr. 50.a) Pásmová zádrž, b) syntetická indukčnost se sériovým odporem, c) přenos pásmové zádrže; čára 1 – U_1 vyhovuje vztahu (110), čára 2 – nevyhovuje vztahu (110)

a) Dokažte, že se obvod na obr. 50a chová jako pásmová zádrž na frekvenci $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$.

b) Určete činitele jakosti obvodu Q .

c) Dokažte, že impedančí Z_A lze nahradit zapojením na obr. 50b

d) Určete C_L a C tak, aby $f_0 = 1$ kHz a $Q = 10$.

e) Určete maximální povolené vstupní napětí pro správnou funkci obvodu.

Vstupní signál u_i je zesilován invertující cestou i neinvertující cestou. Zesílení neinvertující cesty je

$$A_{ne} = Z/(R + Z) \cdot (1 + R_1/R_1) = 2Z/(R + Z),$$

kde ($p = j\omega$)

$$Z = Z_A + 1/(pC),$$

$$Z_A = R + pL.$$

Zesílení invertující cesty je $A_{in} = -R_1/R_1 = -1$.

Pro celkové zesílení platí podle principu superpozice v lineární pracovní oblasti $A = A_{in} + A_{ne} = 2Z/(R + Z) - 1 = (Z - R)/(Z + R)$.

Dosadíme-li za Z a Z_A , dostaneme po úpravách $A = [p^2 + 1/(LC)]/[p^2 + p2R/L + 1/(LC)]$ (103).

Formální popis všech pásmových zádrží je definován vztahem

$$A_{PZ} = (p^2 + \omega_0^2)/(p^2 + 2\xi\omega_0 p + \omega_0^2).$$

Pro $p = 0$ je $A_{PZ}(0) = 1$, pro $p = \infty$ je $A_{PZ}(\infty) = 1$, pro $p = j\omega_0$ je $A_{PZ}(\omega_0) = (-\omega_0^2 + \omega_0^2)/(2\xi j\omega_0^2) = 0$.

Srovnáním zjistíme, že platí

$$\omega_0 = 1/\sqrt{CL} \quad (104).$$

Po dalších úpravách zjistíme i to, že

$$1/Q = 2\xi = 2R\sqrt{C/L} \quad (105).$$

Z fyzikálního hlediska to znamená, že na rezonanční frekvenci sériového obvodu RLC jsou vstupy operačního zesilovače zapojeny do diagonály vyváženého můstku, na výstup neprochází žádný signál

Pro ideální operační zesilovač na obr. 50b musí platit, že i na výstupu je napětí u_A . Pro poměry uvedené na obrázku proto platí

$$i_A = (u_A - u_B)/R_2,$$

$$i_C = (u_A - u_B)pC_L,$$

$$i_2 = u_B/R_2,$$

$$i_A + i_C = i_2.$$

Z tohoto souboru vztahů lze určit, že vstupní impedance svorky A je popsána vztahem

$$Z_A = u_A/i_A = 2R_2 + j\omega R_2^2 C_L \quad (106).$$

Je zřejmé, že se jedná o ekvivalentní indukčnost $L_e = C_L R_2^2$ se sériovým odporom $2R_2$. Má-li obvod na obr. 50a „spolupracovat“ s obvodem na obr. 50b, musí platit podmínka $R = 2R_2$, pro uvedené poměry tedy $R = 9k\Omega$.

Potom ze vztahu (104) dostaneme

$$\omega_0 = 1/\sqrt{C \cdot R_2^2 \cdot C_L} = 1/(R_2 \sqrt{C \cdot C_L}) \quad (104b),$$

ve vztahu (105)

$$1/Q = 2\xi = 2 \cdot 2R_2 \sqrt{C/(R_2^2 C_L)} = 4\sqrt{C/C_L} \quad (105b).$$

Ze vztahů (104b) a (105b) lze již určit přijatelné „návrhové“ vztahy pro pásmovou zádrž. Odpor R_2 volíme (potom $R = 2R_2$), dopočítáme C_L a C. Řešením dvou rovnic o dvou neznámých dostaneme

$$C_L = 4Q/(\omega_0 R_2) \quad (107),$$

$$C = 1/(4Q\omega_0 R_2) \quad (108),$$

nebo lze použít vztah

$$C = C_L/(4Q)^2 \quad (109).$$

Požadujeme-li $Q = 10$ a $f_0 = 1\text{ kHz}$, stačí určit ($R_2 = 4k\Omega$, $R = 9k\Omega$):

$$C_L = 40/(2\pi \cdot 10^3 \cdot 4.7 \cdot 10^3) = 1.355 \mu\text{F},$$

$$C = C_L/(4Q)^2 = 1.355 \mu\text{F}/(40)^2 = 846.6 \text{ pF}.$$

Ze vztahu (106) určíme, že ekvivalentní indukčnost L_e je $L_e = C_L R_2^2 = 1.355 \cdot 10^{-6} \cdot (4.7 \cdot 10^3)^2 = 29.9 \text{ H}$.

Podle vztahu (104) můžeme zkontrolovat $f_0 = 1/(2\pi\sqrt{LC}) = 1/(2\pi\sqrt{2.534 \cdot 10^{-6}}) = 999.8 \text{ Hz}$. Podle vztahu (105) $1/Q = 2.9 \cdot 4 \cdot 10^3 \cdot \sqrt{846.6 \cdot 10^{-12}}/29.932 = 0.0998$, odsud $Q = 10.002$.

Aby odvozené vztahy platily, nesmí žádný operační zesilovač limitovat na výstupu napětí, musí být stále v lineární pracovní oblasti. Situace pro samotný OZ₁ by byla celkem snadná. Zkoumat spíš musíme napětí

v bodě A – a to v „okolí“ rezonančního kmitočtu ω_0 . Platí zde $u_A = u_i(R + j\omega_0 L)/[2R + j\omega_0 L + 1/(j\omega_0 C)]$. Je však zřejmé, že imaginární složka jmenovatele je na frekvenci ω_0 právě nulová a po jednoduché úpravě dostáváme $u_A(\omega_0) = u_i[0.5 + j(CR\sqrt{C/L})] = u_i(0.5 + jQ)$. Toto napětí je i na výstupu OZ₂. Proto absolutní hodnota u_A nesmí přesáhnout nikdy saturační napětí (mezní výstupní napětí) operačního zesilovače: $|u_A(\omega_0)| < U_{sat}$.

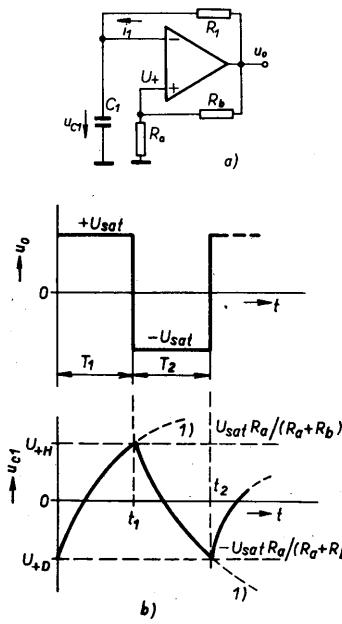
Z této úvahy už snadno dostaneme podmínek, kterou musí splňovat amplituda vstupního napětí U_i :

$$U_i < U_{sat}/\sqrt{0.25 + Q^2} = U_{sat}/Q \quad (110)$$

pro $Q > 1$.

Pro podmínky uvedené v příkladu bylo $Q = 10$. Je-li $U_{sat} = 12 \text{ V}$ (běžná hodnota při napájení 15 V), nesmí amplituda vstupního napětí překročit $U_i \approx 1.2 \text{ V}$, aby odvozené vztahy platily. Situace je znázorněna na obr. 50c. Čára 1 vyznačuje správný stav, kdy U_i vyhovuje podmínce (110). Přerušovaná čára 2 znázorňuje chování obvodu při $U_i > U_{sat}/Q$. Zesilovač OZ₂ se již „nestačí chovat“ pro dané U_i jako indukčnost L_e , „nestačí“ mu výstupní napětí v okolí ω_0 .

ÚKOL 51: Generátor obdélníkového napětí – obr. 51



Obr. 51.a) Generátor obdélníkového napětí, b) průběhy napětí u_o a u_{C1} (1) – naznačen postup nabíjení C_1 bez uvažování změny stavu OZ

a) Dokažte, že $f_0 = 1/(2R_1 C_1 \ln 3)$, jsou-li saturační napětí na výstupu operačního zesilovače co do amplitudy stejná

$$(U_{sat} = -U_{-sat} = U_{sat}) \text{ a } R_a = R_b.$$

b) Nakreslete průběhy napětí $u_o(t)$ a $u_{C1}(t)$.

Operační zesilovač OZ₁ tvoří Schmittův klopný obvod (úkol 15, $U_{REF} = 0$). Horní rozdělovační úroveň $U_{+H} = U_{sat} R_a / (R_a + R_b)$. Napětí na kondenzátoru C_1 se mění mezi úrovněmi U_{+H} a U_{+D} – obr. 51b.

Předpokládejme, že v čase $t = 0$ je $u_{C1}(0)$ právě rovno hodnotě U_{+D} a napětí $u_o(0)$ právě „přešlo“ do stavu $+U_{sat}$ (proto i napětí na neinvertujícím vstupu U_+ přešlo na hodnotu $+U_{sat}$). Kondenzátor C_1 se nabije přes R_1 a v čase t_1 dosahuje úrovně U_{+H} . Proto se změní úroveň výstupu, $u_o = -U_{sat}$; napětí U_+

přejde na úroveň U_{+D} , kondenzátor C_1 se vybije (přes R_1 , „do $-U_{sat}$ “) z hodnoty U_{+H} . V čase t_2 dosáhne $u_{C1}(t_2)$ hodnoty U_{+D} . Napětí u_o přejde do $+U_{sat}$, dějí se cyklicky opakuje. Chceme-li určit intervaly T_1 a T_2 , musíme zjistit, za jakou dobu se nabije C_1 z U_{+D} na U_{+H} a za jakou dobu se vybije C_1 z U_{+H} na U_{+D} .

Nabíjení kondenzátoru v intervalu T_1 ($u_o > 0$) lze popsát rovnicí

$$u_{C1}(t) = K \cdot (1 - e^{-t/\tau}) + U_{C1}(0) \quad (111),$$

kde $\tau = R_1 C_1$ a $U_{C1}(0) = U_{+D}$ je výchozí napětí (počáteční) na kondenzátoru C_1 . Konstantu K určíme ze skutečnosti, že pro $t = \infty$ by se kondenzátor nabil na $+U_{sat}$ (viz 1 – obr. 51 b). Proto $+U_{sat} = K + U_{+D}$ a odsud dostaneme $K = U_{sat} - U_{+D}$.

Nabíjení kondenzátoru lze v intervalu T_1 popsát rovnicí $U_{C1}(t) = (U_{sat} - U_{+D}) \cdot (1 - e^{-t/\tau}) + U_{+D}$.

Z předchozího popisu víme, že $u_{C1}(t = T_1) = U_{+H}$, dosud $U_{+H} = (U_{sat} - U_{+D}) \cdot (1 - e^{-T_1/\tau}) + U_{+D}$.

Základními úpravami zjistíme, že $T_1 = \tau \cdot \ln[(U_{sat} - U_{+D})/(U_{sat} - U_{+H})] = R_1 C_1 \cdot \ln(1 + 2R_a/R_b)$ (112).

„Vybíjení“ kondenzátoru v intervalu T_2 ($u_o < 0$) lze opět popisovat rovnicí (111), jiné budou pouze počáteční podmínky. V čase t_1 je $U_{C1}(t_1) = U_{+H}$, v čase $t = \infty$ je $U_{C1} = -U_{sat} = K + U_{+H}$, $K = -(U_{sat} + U_{+H})$.

Vybíjení kondenzátoru C_1 v intervalu T_2 je popsáno vztahem $U_{C1}(t) = -(U_{sat} + U_{+H}) \cdot (1 - e^{(t-t_1)/\tau}) + U_{+H}$.

Pro účel výpočtu T_2 se nic nezmění, posune-li časovou osu do okamžiku t_1 . Potom $t_1 = 0$ a rovnice se zjednoduší do tvaru $U_{C1}(t) = -(U_{sat} + U_{+H}) \cdot (1 - e^{-t/\tau}) + U_{+H}$. V čase $t = t_2$ platí podle předchozích úvah $U_{C1}(T = T_2) = U_{+D}$.

Odsud dostaneme

$$U_{+D} = -(U_{sat} + U_{+H}) \cdot (1 - e^{-T_2/\tau}) + U_{+H}.$$

Po úpravě dospějeme ke vztahu

$$T_2 = \tau \cdot \ln[(U_{sat} + U_{+H})/(U_{sat} + U_{+D})] = R_1 C_1 \cdot \ln(1 + 2R_a/R_b) \quad (113).$$

Obě půlperiody jsou shodné. Pro celou periodu platí

$$T = T_1 + T_2 = 2R_1 C_1 \cdot \ln(1 + 2R_a/R_b) \quad (114)$$

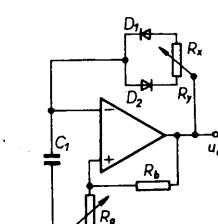
a pro frekvenci kmitů platí

$$f = 1/T = 1/(2R_1 C_1 \cdot (\ln 1 + 2R_a/R_b)) \quad (115),$$

proto $R_a = R_b$ proto dostáváme vztah

$$f = 1/(2R_1 C_1 \cdot \ln 3) \quad (115a).$$

ÚKOL 52: Generátor obdélníkového napětí s nastavitelnou střidou – obr. 52



Obr. 52. Generátor obdélníkového napětí s nastavitelnou střidou

Dokažte, že $U_{+H} = R_x C_1 \cdot \ln(1 + 2R_a/R_b)$ a $u_o < 0$ po dobu $T_1 = R_x C_1 \cdot \ln(1 + 2R_a/R_b)$.

Plně lze využít řešení z úkolu 51. Pro $u_o > 0$ je sepnuta dioda D_1 a zanedbáme-li

její úbytek napětí, musí platit vztah (112) s tím, že $R_1 = R_x$. Proto je napětí U_o kladné po dobu

$$T_1 = R_x C_1 \ln(1 + 2R_a/R_b) \quad (116)$$

Pro $U_o < 0$ je sepnuta dioda D_2 , platí $R_1 = R_y$ a tudíž $T_2 = R_y C_1 \ln(1 + 2R_a/R_b)$ (117).

Platí-li $R_x + R_y = R$, lze pro celou periodu T psát

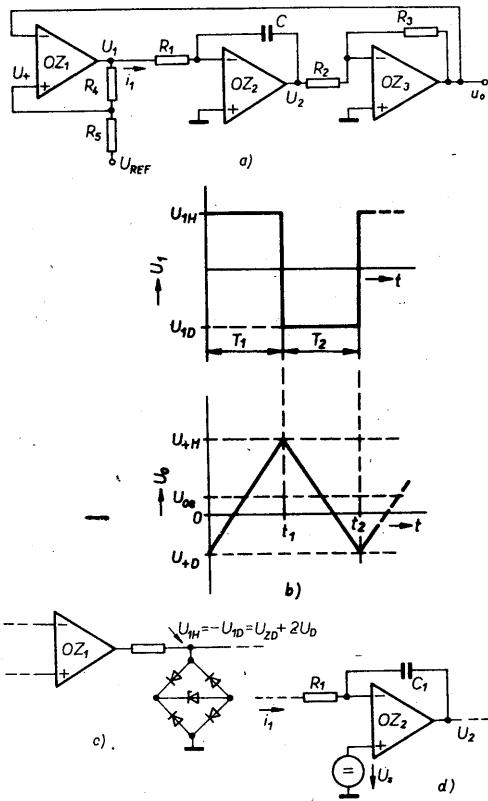
$$T = T_1 + T_2 = RC_1 \ln(1 + 2R_a/R_b) \quad (118)$$

a

$$T_1/T_2 = R_x/R_y \quad (119)$$

Ze vztahu (118) je zřejmé, že změnou odporu rezistoru R_a lze měnit periodu T (a tedy i frekvenci f), aniž se mění střída T_1/T_2 . Změnou poměru R_x/R_y lze měnit střidu, aniž se mění celková perioda T .

ÚKOL 53: Precizní generátor trojúhelníkového napětí – obr. 53



Obr. 53.a) Precizní generátor trojúhelníkového napětí, b) průběhy napětí, c) zajistění shody $U_{1H} = -U_{1D}$, d) připojení symetrizačního napětí U_s

Nechť je maximální výstupní napětí operačního zasílovače OZ1 rovno U_{1H} a minimální napětí U_{1D} .

a) Dokažte, že výstupní napětí U_o má trojúhelníkovitý průběh a má rozkmit

$$\Delta U_o = (U_{1H} - U_{1D}) R_5 / (R_5 + R_4)$$

b) Dokažte, že perioda impulsů je určena vztahem

$$T = R_1 C_1 (R_2 / R_3) \cdot \Delta U_o (1/U_{1H} - 1/U_{1D})$$

c) Pro $U_{REF} = 0$, $U_{1H} = 10V$, $U_{1D} = -10V$, $R_4 = R_5$, $R_2 = R_3$, $R_1 = 10k\Omega$ a $C_1 = 5nF$ určete $f = 1/T$.

d) Jaký vliv má změna napětí U_{REF} na výstupní napětí U_o ?

Operační zesilovač OZ1 tvoří Schmittův klopný obvod (úkol 15). Operační zesilovač OZ2 je integrátor, pro který platí $U_2 = -(U_1 /$

$/R_1) \cdot t / C_1$. Operační zesilovač OZ3 je zapojen jako invertující zesilovač. Pro jeho výstupní napětí platí

$$U_o(t) = -(R_3 / R_2) \cdot U_2 = \frac{R_3}{R_2} \cdot \frac{U_1}{R_1} \cdot \frac{t}{C_1}$$

Operační zesilovače OZ2 a OZ3 se chovají celkově jako neinvertující integrátor. Je-li $U_1 = \text{konst.} > 0$, napětí U_o v čase lineárně vzrůstá. Pro $U_1 < 0$ lineárně klesá.

Horní rozhodovací úroveň komparátoru U_{+H} lze určit z principu superpozice. Při $U_1 = U_{1H}$ platí:

$$U_{+H} = U_{REF} \cdot R_4 / (R_4 + R_5) + U_{1H} \cdot R_5 / (R_4 + R_5)$$

Dolní rozhodovací úroveň lze stanovit stejným postupem při $U_1 = U_{1D}$:

$$U_{+D} = U_{REF} \cdot R_4 / (R_4 + R_5) + U_{1D} \cdot R_5 / (R_4 + R_5)$$

Napětí U_o na výstupu se bude měnit v rozmezí úrovní U_{+H} až U_{+D} , viz obr. 53b. Snadno určíme, že rozkmit napětí je

$$\Delta U_o = U_{+H} - U_{+D} = (U_{1H} - U_{1D}) R_5 / (R_4 + R_5) \quad (120)$$

Předpokládejme, že v čase $t = 0$ je U_o právě rovno U_{+D} , napětí U_1 přechází do stavu $U_{1H} > 0$, U_+ přechází na úroveň U_{+H} . Napětí $U_o(t)$ začíná narůstat podle vztahu ($i_1 = U_{1H}/R_1$)

$$U_o(t) = U_{+D} + \frac{R_3 U_{1H} \cdot t}{R_2 R_1 C_1}$$

V okamžiku $t = T_1$ platí $U_o(T_1) = U_{+H}$, stav komparátoru se mění. Napětí U_1 přejde na úroveň $U_{1D} < 0$; napětí U_+ přejde na úroveň U_{+D} . Výstupní napětí $U_o(t)$ začíná klesat z hodnoty U_{+H} podle vztahu ($i_1 = U_{1D}/R_1$)

$$U_o(t) = U_{+H} + \frac{R_3 U_{1D} \cdot t}{R_2 R_1 C_1}$$

V okamžiku, kdy $t = T_2$, platí $U_o(T_2) = U_{+D}$ – napětí U_1 , přechází do stavu U_{1H} , děj se cyklicky opakuje.

Z podmínek uvedených v textu musí platit

$$U_{+H} = U_{+D} + \frac{1}{R_1 C_1} \cdot \frac{R_3}{R_2} U_{1H} \cdot T_1$$

$$U_{+D} = U_{+H} + \frac{1}{R_1 C_1} \cdot \frac{R_3}{R_2} U_{1D} \cdot T_2$$

Nyní již není obtížné určit, že

$$T_1 = (U_{+H} - U_{+D}) \cdot (R_1 C_1) \cdot (R_2 / R_3) / U_{1H} \quad (121)$$

$$T_2 = (U_{+D} - U_{+H}) \cdot (R_1 C_1) \cdot (R_2 / R_3) / U_{1D} \quad (122)$$

Celková perioda kmitů proto je

$$T = T_1 + T_2 = R_1 C_1 \cdot (R_2 / R_3) \Delta U_o (1/U_{1H} - 1/U_{1D}) \quad (123)$$

Po dosazení za ΔU_o ze vztahu (120) dostaneme

$$T = R_1 C_1 \cdot (R_2 / R_3) \cdot (2 - U_{1H}/U_{1D} - U_{1D}/U_{1H}) \cdot R_5 / (R_4 + R_5) \quad (123a)$$

Pro $R_4 = R_5$, $R_2 = R_3$, $R_1 = 10k\Omega$, $C_1 = 5nF$, $U_{1H} = -U_{1D} = 10V$ dostaneme ze vztahu (123a) $T = 2R_1 C_1 = 2.10^4 \cdot 5.10^{-9} = 10^{-4}$ s. Tomu odpovídá frekvence $f = 1/T = 10$ kHz.

Vliv změny napětí U_{REF} je zřejmý z obr. 53b. Perioda T se nemění, mění se pouze úrovně U_{+H} a U_{+D} , mezi kterými je „posazeno“ pilové napětí. Střední hodnota napětí pilovitého průběhu U_{os} je určena vztahem

$$U_{os} = (U_{+H} + U_{+D}) / 2 = U_{REF} R_4 / (R_4 + R_5) + [(U_{1H} + U_{1D}) / 2] \cdot R_5 / (R_4 + R_5) \quad (124)$$

Pro poměry zvolené v příkladu dostaneme $U_{os} = U_{REF}/2$.

Podmínka $U_{1H} = -U_{1D}$ bude nejspíš splněna při symetrickém napájecím napětí. Odvození vztahů je zcela obecné a je zřejmé, že tato speciální podmínka nemusí být vždy dodržena. V zásadě je nutno dodržovat, že U_{1H} je kladné a U_{1D} je záporné, aby se napětí na výstupu integrátoru zvětšovalo a zmenšovalo podle předpokladů.

Pouze při $U_{1H} = -U_{1D}$ bude ovšem platit $T_1 = T_2$ – viz vztahy (121), (122). Pro $U_{1H} \neq -U_{1D}$ nebude trojúhelník rovnoramenný.

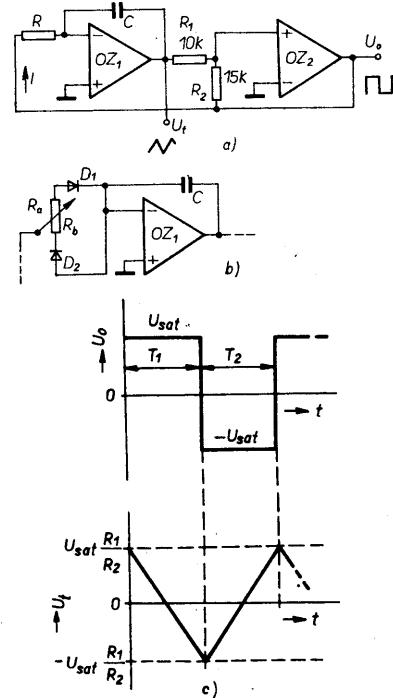
Shodu $U_{1H} = -U_{1D}$ lze v případě potřeby vyřešit např. zapojením podle obr. 53c. Jinou možností je zavedení symetrizačního napětí U_s do integrátoru podle obr. 53d. Stačí si pouze uvědomit, že nyní je $i_1 = (U_{1H} - U_s) / R_1$ nebo $i_1 = (U_{1D} - U_s) / R_1$. Vztahy pro U_{+H} a U_{+D} se nemění, protože se nezměnilo ani U_{1H} a U_{1D} . Vztahy (121) a (122) tak přejdou ve vztahy

$$T_1 = (U_{+H} - U_{+D}) \cdot R_1 C_1 \cdot (R_2 / R_3) \cdot [1/(U_{1H} - U_s)]$$

$$T_2 = (U_{+D} - U_{+H}) \cdot R_1 C_1 \cdot (R_2 / R_3) \cdot [1/(U_{1D} - U_s)]$$

Pro $T_1 = T_2$ potom musí platit $U_{1H} - U_s = -(U_{1D} - U_s)$, tedy $U_s = (U_{1H} + U_{1D}) / 2$.

ÚKOL 54: Jednoduchý generátor trojúhelníkového napětí – obr. 54



Obr. 54.a) Jednoduchý generátor trojúhelníkového napětí, b) změna střidy, c) časové průběhy napětí U_o , U_t

Nechť je maximální hodnota výstupního napětí OZ2 $U_{oH} > 0$ a minimální hodnota $U_{oD} < 0$.

a) Dokažte, že napětí U_t má trojúhelníkovitý průběh a rozkmit $\Delta U_t = 2U_{sat} R_1 / R_2$.

b) Dokažte, že perioda kmitů při $U_{oH} = -U_{oD}$ je $T = 4RCR_1 / R_2$.

c) Dokažte, že pro zapojení na obr. 54b platí $T_1 = 2R_a C R_1 / R_2$ a $T_2 = 2R_b C R_1 / R_2$.

Operační zesilovač OZ1 tvoří integrátor, jehož výstupní napětí U_t se mění podle hodnoty napětí U_o . Operační zesilovač OZ2 tvoří komparátor (neinvertující) napětí U_t . Je-li $U_t > 0$, je $U_o = U_{oH} > 0$, je-li $U_t < 0$, je $U_o = U_{oD} < 0$.

Podle principu superpozice platí

$U_+ = U_1 R_2 / (R_1 + R_2) + U_o R_1 / (R_1 + R_2)$.
Předpokládejme, že $U_o = U_{OH}$, potom pro $U_+ = 0$ dostaneme minimální hodnotu U_{min} , při které se změní stav OZ_2 :

$$U_{min} = -U_{OH} R_1 / R_2$$

Předpokládejme, že $U_o = U_{OD} < 0$, potom pro $U_+ = 0$ dostaneme maximální hodnotu U_{max} , při které se změní stav OZ_2 :

$$U_{max} = -U_{OD} R_1 / R_2$$

Platí-li $U_{OH} = -U_{OD} = U_{sat}$, dostaneme $U_{max} = -U_{min} = U_{sat} R_1 / R_2$.

Rozkmit napětí U_t je

$$\Delta U_t = U_{max} - U_{min} = 2U_{sat} R_1 / R_2 \quad (125)$$

Časové průběhy napětí jsou znázorněny na obr. 54c.

V časovém intervalu T_1 je kondenzátor C nabijen přes rezistor R z napětí $+U_{sat}$, platí $I = U_{sat} / R$; výchozí napětí $U_t(0) = U_{sat} R_1 / R_2$. Proto platí

$$U_t(t) = U_{sat} R_1 / R_2 - U_{sat} \cdot t / (R C)$$

V čase $t = T_1$ právě platí $U_t(T_1) = -U_{sat} R_1 / R_2$, OZ_2 mění svůj stav, $U_o = -U_{sat}$. Proud I bude $I = -U_{sat} / R$; výchozí napětí $U_t = -U_{sat} R_1 / R_2$. V časovém intervalu T_2 proto platí

$$U_t(t) = -U_{sat} R_1 / R_2 + U_{sat} \cdot t / (R C)$$

V čase $T = T_2$ platí právě $U_t(T_2) = +U_{sat} R_1 / R_2$, výstup OZ_2 přechází do stavu $+U_{sat}$, děj se cyklicky opakuje. Z podmínek uvedených v textu je zřejmé, že

$$U_{sat} R_1 / R_2 - U_{sat} T_1 / (R C) = -U_{sat} R_1 / R_2, \\ -U_{sat} R_1 / R_2 + U_{sat} T_2 / (R C) = +U_{sat} R_1 / R_2$$

Snadno zjistíme, že

$$T_1 = T_2 = 2R C R_1 / R_2 \quad (126)$$

Celková perioda

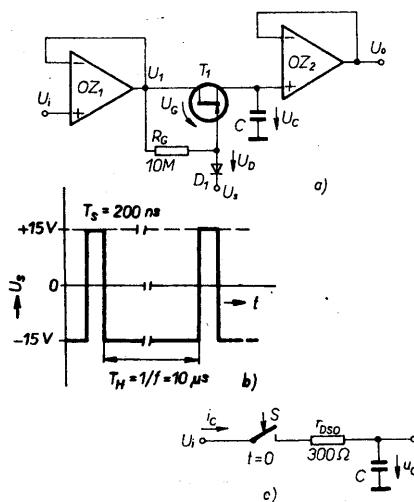
$$T = T_1 + T_2 = 4R C R_1 / R_2 \quad (127)$$

Důležitou podmínkou správné činnosti tohoto jednoduchého obvodu je $R_1 < R_2$. Pouze tak je zaručeno, že mezních výstupních napětí OZ_1 (U_{min} , U_{max}) je dosaženo dříve, než je OZ_2 v saturaci (U_{sat} , $-U_{sat}$) a může tak vždy dojít k překlopení OZ_2 (kde je na výstupu také k „dispozici“ jen napětí $+U_{sat}$, $-U_{sat}$).

Situaci na obr. 54b lze snadno popsat z následující úvahy. V intervalu T_1 je $U_o = +U_{sat}$ a je sepnuta dioda D_1 , proto stačí ve vztahu (126) udělat záměnu $R \rightarrow R_a$ a $T_1 = 2R_a C R_1 / R_2$. V intervalu T_2 je sepnuta dioda D_2 ($U_o < 0$) a stačí udělat záměnu $R \rightarrow R_b$. Pro každou polaritu výstupního napětí U_o , „platí jiná hodnota odporu R “: $T_2 = 2R_b C R_1 / R_2$. Celková perioda je

$$T = T_1 + T_2 = 2(R_a + R_b) C R_1 / R_2$$

ÚKOL 55: Vzorkovací zesilovač – obr. 55



Obr. 55.a) Vzorkovací zesilovač a řidící napětí U_s (b); model spínače H(c)

Tranzistor JFE má v sepnutém stavu odpor $r_{DSO} = 300 \Omega$, prahové napětí $U_p = 3 V$, svodový proud $I_{DSO} < 500 \text{ pA}$. Operační zesilovač má vstupní proud $I_{IB} < 500 \text{ pA}$, napájecí napětí $\pm 15 \text{ V}$. Frekvence vzorkování je 100 kHz , doba vzorkování je 200 ns .

a) Najděte kapacitu kondenzátoru C , při které dosáhne napětí U_C za dobu vzorkování T_s hodnoty $0,98 \text{ V}$, a to napětí v době „pamatování“ T_H neklesne o více než $0,1 \text{ mV}$.
b) Jaký význam mají prvky R_G , D_1 , OZ_1 a OZ_2 ?

V době T_s (vzorkování) je napětí $U_S = +15 \text{ V}$, dioda D_1 je při jakémkoliv napětí na výstupu OZ_1 (v rozsahu $\pm 15 \text{ V}$) rozpojena. Rezistor R_G zajišťuje v tomto případě úplné sepnutí T_1 , $r_{DSO} < 300 \Omega$. V době T_H je $U_S = -15 \text{ V}$, dioda D_1 je sepnuta a tranzistor T_1 je spolehlivě rozpojen, je-li $U_G > U_p = 3 \text{ V}$. Vzhledem k tomu, že platí

$$U_1 = U_G + U_D - 15 \text{ V},$$

$$U_G = U_1 - U_D + 15 > 3 \text{ V}$$

$$U_1 > 3 - 15 + U_D = 3,6 - 15 = -11,4 \text{ V}$$

Pro napětí $U_1 > -11,4$ (při $U_S = -15 \text{ V}$) je tranzistor T_1 rozpojen. Operační zesilovače jsou zapojeny jako sledovače. OZ_1 zajišťuje zanedbatelný výstupní odpor pro nabíjení C , nerozhoduje výstupní odpor zdroje signálu u_i . OZ_2 zajišťuje velký výstupní odpor a tím velmi malý vybíjecí proud C v režimu „pamatování“ (interval T_H).

Poměry v obvodu jsou zjednodušeně modelovány na obr. 55c, odpor 300Ω je odporem sepnutého kanálu tranzistoru T_1 ; kontakt spínače S představuje již pouze ideální spínač, který sepne ve čase $t = 0$. Zajímá nás průběh napětí $u_C(t)$ na kondenzátoru C . Po sepnutí spínače platí

$$U_i = r_{DSO} \cdot i_C + U_C(t),$$

současně

$$i_C = C \cdot dU_C / dt.$$

Řešením diferenciální rovnice dospějeme k běžné uváděnému vztahu

$$U_C(t) = U_i [1 - \exp(-t/\tau)] \quad (128)$$

kde $\tau = r_{DSO} \cdot C$ je časová konstanta při nabíjení C .

Zajímá nás doba T_{98} , za kterou dosáhne $U_C(t)$ hodnoty $0,98 U_i$. Platí proto

$$U_C(t) / U_i = 1 - \exp(-T_{98}/\tau) = 0,98.$$

Snadno určíme, že $\exp(-T_{98}/\tau) = 1 - 0,98 = 0,02$ a odsud $T_{98} = \tau \cdot \ln 50 = 3,912 r_{DSO} \cdot C$.

Protože k dispozici je pouze doba $T_s = 200 \text{ ns}$, musí platit $T_s > T_{98} = 3,912 r_{DSO} \cdot C$, aby se kondenzátor nabil alespoň na 98 % hodnoty U_i . Odsud

$$C < T_s / (3,912 r_{DSO}) = 2 \cdot 10^{-7} / (3,912 \cdot 300) = 170 \text{ pF}$$

V době „pamatování“ T_H budeme uvažovat nejhorší případ, kdy kondenzátor C je vybíjen proudem I_{DSO} i vstupním proudem $I_{IB} = 500 \text{ pA}$ operačního zesilovače, tedy celkovým vybíjecím proudem $I_v = 1 \text{ nA}$. Pro změnu náboje kondenzátoru platí v tomto triviálním případě $\Delta Q = I_v \cdot T_H = \Delta U_C \cdot C$. Musí proto platit

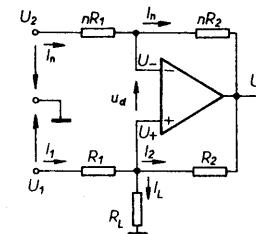
$$C > I_v \cdot T_H / \Delta U_C,$$

kde ΔU_C je požadovaný (zaručovaný) pokles napětí v době T_H . Při dosazení dostáváme $C > 10^{-9} \cdot 10^{-6} / 10^{-4} = 100 \text{ pF}$.

Je tedy zřejmé, že pro dané požadavky musí platit $100 \text{ pF} < C < 170 \text{ pF}$. Zvolíme střední kapacitu asi 130 pF . Rovněž je zřejmé, že za určitých okolností by nešlo oba požadavky splnit. Bude-li například vybíjecí

proud $I_v = 2 \text{ nA}$, dospějeme k podmínce $C > 2 \cdot 10^{-9} \cdot 10^{-6} / 10^{-4} = 200 \text{ pF}$. Budě se spokojíme s větším zmenšením ΔU_C a dodržíme $T_s > T_{98}$ ($C < 170 \text{ pF}$) nebo zvětšíme C nad 200 pF a bude platit $T_s < T_{98}$, chybějí výzkování budou však větší než 2 %. Nebo musíme zvolit tranzistor T_1 s menším odporem r_{DSO} a dobu T_{98} zkrátíme i při zvětšení C . Nebo musíme zajistit OZ_2 i T_1 s menšími proudovými „odběry“ ve stavu „pamatování“. To už souvisí s konkrétním technickým řešením problému.

ÚKOL 56: Zdroj proudu s uzemněnou zátěží (Howlandův, obr. 56)



Obr. 56. Howlandův zdroj proudu

a) Dokažte, že výstupní proud je definován vztahem $I_L = (U_1 - U_2) / R_L$.

b) Nechť $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 250 \Omega$, $U_2 = 0 \text{ V}$, výstupní napětí operačního zesilovače může být v rozmezí $\pm 10 \text{ V}$. Jaký může být rozsah napětí na zátěži R_L , aby nebyl překročen rozsah výstupních napětí operačního zesilovače.

c) Je-li napětí U_1 měnitelné v rozsahu $\pm 10 \text{ V}$, určete rozsah I_L pro stejná poměry jako v bodu b).

Pro ideální zesilovač platí $U_+ = U_-$ ($U_d = 0$), přičemž napětí U_+ je současně napětím na zátěži R_L . Zřejmě platí:

$$U_+ = R_L I_L$$

$$I_L = I_1 - I_2$$

$$I_1 = (U_1 - U_+)/R_1$$

$$I_2 = (U_+ - U_0)/R_2$$

$$I_n = (U_2 - U_0)/(nR_1 + nR_2)$$

Je-li $U_d = 0$, dostaneme pro „výstupní smyčku“ $U_2 = nR_1 I_n - I_1 R_1 + U_1$.

Pro ideální OZ musí rovněž platit

$$nR_2 I_n = R_2 I_2$$

napětí na rezistorech nR_2 a R_2 musí být stejná. Platí tedy $nI_n = I_2$ a lze určit, že

$$U_1 - U_2 = R_1 (I_1 - I_2) = R_1 I_L$$

a proto i

$$I_L = (U_1 - U_2) / R_1 \quad (129)$$

Výstupní proud I_L není závislý na velikosti R_L , jde o zdroj proudu.

Výstupní napětí U_0 lze určit ze skutečnosti, že musí platit $U_0 = U_+ - R_2 I_2 = U_+ - R_2 (I_1 - I_2)$. Po dosazení za I_1 a za I_L dostaneme po úpravách

$$U_0 = U_+ (1 + R_2 / R_1) - U_2 R_2 / R_1 \quad (130)$$

Tento vztah jsme mohli získat i přímo použitím principu superpozice „na napětí U_+ a U_2 “.

Pro $R_1 = 1000 \Omega$ a $R_2 = 250 \Omega$ je $R_2 / R_1 = 1/4$. Při $U_2 = 0$ je $U_0 = U_+ \cdot 5/4$. Je-li tedy možné využít U_0 v rozmezí -10 V až $+10 \text{ V}$, může být $U_+ = U_0 \cdot 4/5$ v rozmezí -8 V až $+8 \text{ V}$. Je-li U_1 v rozmezí -10 V až $+10 \text{ V}$, je za uvedených podmínek $I_L = U_1 / R_1$ v rozmezí -10 mA až $+10 \text{ mA}$.

$f_T=1$ MHz, výstupní odpor bez zpětné vazby je $R_o=50\Omega$. Určete výstupní odpor pro $f=0$ Hz a výstupní impedanci pro $f=10$ kHz.
c) Teplotní koeficient referenčního napětí $TK_{UREF}=10 \mu V/C$, určete teplotní koeficient výstupního napětí U_o-TK_{Uo} .
d) Určete změnu výstupního ΔU_o při změně výstupního proudu z hodnoty $I_{omin}=0$ na $I_{omax}=10$ mA.

Řešení bodu a: Vzhledem k napětí U_{REF} se obvod chová jako neinvertující zesilovač. Proto platí

$$U_o = U_{REF} \cdot (1 + R_a/R_b).$$

Má-li být $U_o=10$ V a $U_{REF}=1,8$ V, je $(R_a+R_b)/R_b=10/1,8$.

Požadujeme-li $R_a+R_b=10$ k, dostaneme $R_b=1k8$ a $R_a=8k2$.

Řešení bodu b: Jde o určení vlivu zpětné vazby na výstupní odpor zesilovače. Znázorněme si situaci na obr. 60b. Operační zesilovač (neideální) má výstupní odpor R_o , zesílení A_{OL} .

Platí $u_1=A_{OL} \cdot u_o$. Nejdříve uvažujeme, že výstup není vůbec zatížen. Potom platí $u_+ = u_i$, $u_- = u_1 \cdot R_1 / (R_1 + R_2 + R_o)$.

Dále platí

$$u_d = u_+ - u_- = u_1 \cdot R_1 / (R_1 + R_2 + R_o) \quad (I),$$

$$u_o = u_1 - u_1 R_o / (R_1 + R_2 + R_o) \quad (II),$$

$$u_1 = u_d A_{OL} \quad (III).$$

Ze vztahů (I) a (III) lze určit, že

$$u_1 = u_d / [R_1 / (R_1 + R_2 + R_o) + 1 / A_{OL}] \quad (IV).$$

Dosadíme-li (IV) do (II), dostaneme po úpravách, že napětí naprázdno (bez zatížení) je $u_o = (1 + R_2 / R_1) u_d A_{OL} / [A_{OL} + (R_1 + R_2 + R_o) / R_1]$ (134).

Dokážeme-li určit zkratový proud (proud do zkratu na výstupu), můžeme již určit výstupní odpor struktury. Zkratujeme-li výstup, je zpětná vazba rozpojena, $u_- = 0$ a napětí $u_d = u_o$. Potom musí platit, že $u_1 = u_o A_{OL}$ a zkratový proud je omezen pouze odporem R_o . Platí tedy $I_s = u_o A_{OL} / R_o$ (135).

Pozn. 1: Platí pochopitelně pouze teoreticky, pro jinak ideální zesilovač – tedy výstupní proudy ani napětí nejsou omezeny jinak, než odporem R_o .

Nyní již lze určit, že výstupní impedance Z_{OUT} (Theveninův teorém) je určena vztahem

$$Z_{OUT} = u_o / I_s,$$

kde u_o je napětí naprázdno podle vztahu (134).

Po úpravě dostaneme pro $R_o \ll R_2$ známý vztah

$$Z_{OUT} = R_o / (1 + \beta A_{OL}) \quad (136),$$

kde $\beta = R_1 / (R_1 + R_2)$ je činitel zpětné vazby, který udává přenos napětí u_o (zpětnovazební síť) na invertující vstup operačního zesilovače (záporná zpětná vazba napěťová).

Ve většině případů je pro $f=0$ zesílení $A_{OL}(0)$ velké a vztah (1) (úkol 1) lze pro $f=0$ upravit do podoby ($Z_1=R_1$, $Z_2=R_2$) $A_N(0)=1+R_2/R_1=1/\beta$.

Proto lze i vztah (136) upravit do jiné často uváděné podoby

$$Z_{OUT} = R_o / [1 + A_{OL} / A_N(0)] = R_o \cdot A_N(0) / A_{OL} \quad (136a),$$

$A_N(0)$ je „ideální“ zesílení struktury při $f=0$ Hz,

R_o je výstupní odpor použitého OZ,

A_{OL} je zesílení bez zpětné vazby.

Pro uvedené poměry ($R_1=R_b=1k8$, $R_2=R_a=8k2$) dostaneme pro $f=0$ Hz [$A_0=A_{OL}(0)=10\ 000$] $Z_{OUT}=50 \cdot (1+8,2/1,8) / 10\ 000 = 28\ m\Omega$.

Pro vyšší frekvence je situace poněkud složitější. Přenos operačního zesilovače bez zpětné vazby je na obr. 60c. Situaci na obr. 60c odpovídá matematický popis

$$A_{OL} = A_0 / (1 + jf/f_T)$$

Pro $f/f_T >> 1$ potom stačí přibližný popis

$$A_{OL} = A_0 / (j/f_T) = -j A_0 f_T / f = -j f_T / f \quad (137),$$

kde f_T je tranzitní kmitočet (extrapolovaný),

kde právě platí, že

$$A_{OL}(f_T) = 1,$$

přenos je právě 0 dB.

Nyní již můžeme „prozkoumat“ i výstupní impedanci Z_{OUT} při $f=10$ kHz; platí ($f_T=1$ MHz)

$$Z_{OUT} = R_o \cdot A_N(0) / (-j f_T / f) = 50 \cdot (1+8,2/1,8) / (-j 10/10^3) = j 2,78.$$

Řešení bodu c: Je zřejmé, že teplotní koeficient výstupního napětí TK_{Uo} je úměrný teplotnímu koeficientu TK_{UREF} a zesílení:

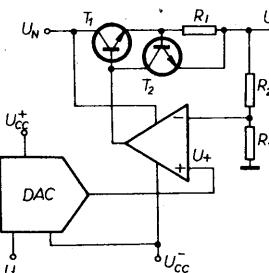
$$TK_{Uo} = A_N(0) \cdot TK_{UREF} = (1+8,2/1,8) \cdot 10 \mu V/C = 55,6 \mu V/C.$$

Řešení bodu d:

Předpokládejme, že změna proudu je malá a proto lze použít vypočítané hodnoty Z_{OUT} při frekvenci $f=0$ Hz. Platí, že změna výstupního napětí ΔU_o je popsána vztahem $\Delta U_o = Z_{OUT}(0) \cdot \Delta I_o = 28 \cdot 10^{-3} \cdot (0-10 \cdot 10^{-3}) = -280 \mu V$.

Představuje to procentuální změnu $-280 \cdot 10^{-6} \cdot 100 / 10 = -0,0028\%$.

ÚKOL 61: Číslicově řízený zdroj napětí – obr. 61



Obr. 61. Číslicově řízený zdroj napětí

Dokažte, že výstupní napětí obvodu je

$$U_o = (1 + R_2 / R_1) \cdot M \cdot U_{REF} \cdot \left(\sum_1^n b_i / 2^i \right),$$

jestliže výraz

$$M \cdot U_{REF} \cdot \left(\sum_1^n b_i / 2^i \right)$$

$b_i = 1$ pro aktivovaný číslicový vstup, $b_i = 0$ pro neaktivovaný číslicový vstup (bit), n – „počet“ bitů převodníku.

Zapojení na obr. 61 je vlastně shodné se zapojením na obr. 18 (úkol 18). Platí proto $U_o = U_+ + (1 + R_2 / R_1)$, kde napětí U_+ je vytvořeno převodníkem číslo – napětí a proto

$$U_+ = M \cdot U_{REF} \cdot \left(\sum_1^n b_i / 2^i \right).$$

Proto platí pro výstupní napětí

$$U_o = M \cdot U_{REF} \cdot \left(\sum_1^n b_i / 2^i \right) \cdot (1 + R_2 / R_1). \quad (138)$$

Je-li například $n=8$, $U_{REF}=10$ V, $M=1$, je $U_o = (10 \text{ V}) \cdot (b_1/2 + b_2/4 + b_3/8 + \dots + b_8/256) \cdot (1 + R_2 / R_1)$.

Je-li aktivován pouze nejvýznamnější bit b_1 (MSB), platí $b_1=1$ a $b_2=b_3=\dots=b_8=0$.

Potom $U_+ = (10 \text{ V}) \cdot (1/2) = 5 \text{ V}$ a $U_o = 5 \text{ V} \cdot (1 + R_2 / R_1)$. Je-li aktivován pouze nejméně významný bit b_8 (LSB), platí $b_1=b_2=\dots=b_7=0$, $b_8=U_+ = (10 \text{ V}) \cdot (1/2^8) = (10/256) = 0,03906 \text{ V}$ a $U_o = (10/256) \cdot (1 + R_2 / R_1)$.

Toto je nejmenší napěťový krok, o který lze změnit výstupní napětí U_o – tím je určena i „přesnost“ zdroje napětí. Je-li například $b_1=b_2=b_4=1$ a ostatní bity nejsou aktivovány, je

$$U_+ = (10 \text{ V}) \cdot (1/2 + 1/4 + 1/16) = (130/16) \text{ V}$$

$$\text{a } U_o = (130/16) \cdot (1 + R_2 / R_1).$$

Aby bylo v praxi dosaženo vlastní přesnosti převodníku DAC, je vhodné jeho kladné napájecí napětí dobře stabilizovat (odděleně od U_N), aby připadné změny U_N se změnou zátěže neovlivnily přesnost převodníku. Záporné napájecí napětí je vhodné použít i pro operační zesilovač (stabilní odber bez větších změn), protože to umožní dosahovat na výstupu OZ i záporných výstupních napětí a tím i výstupní napětí U_o v okolí nuly.

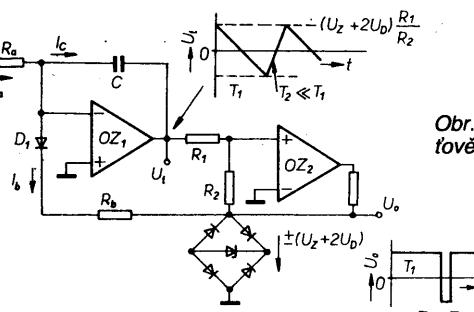
ÚKOL 62: Číslicově (napěťově) řízený generátor napětí pilovitého tvaru – obr. 62

Dokažte, že pro zapojení platí při $R_b \ll R_a$

$$f = \frac{R_2 M \cdot U_{REF}}{2 R_1 R_a C (U_z + U_d)} \cdot \left(\sum_1^n b_i / 2^i \right)$$

$$\text{je-li } U_1 = M \cdot U_{REF} \left(\sum_1^n b_i / 2^i \right),$$

viz úkol 61.



Obr. 62. Číslicově (napěťově) řízený generátor pilovitého napětí

popisuje výstupní napětí převodníku číslo – napětí (DAC), M je převodní konstanta (běžně $M=1$)

U_{REF} je referenční napětí na referenčním vstupu převodníku,

Zapojení na obr. 62 je vhodné porovnat se zapojením na obr. 54 (úkol 54). Vidíme, že funkce OZ_1 a OZ_2 je naprostě stejná. Místo napětí U_{sat} operačního zesilovače zde bude figurovat napětí na stabilizační diodě ($U_Z + 2U_D$), lze tedy formálně přiřadit $U_{sat} = U_Z + 2U_D$. Rozhodovací úrovně pro napětí U_t budou $U_{sat}R_1/R_2$ a $-U_{sat}R_1/R_2$.

V časovém intervalu T_1 ($U_o = U_{sat} > 0$) je dioda D_1 rozpojena a integrátor pracuje pouze s proudem $I_c = I_a = U_1/R_a$, proto

$$U_1(t) = U_{sat}R_1/R_2 - U_1 \cdot t/(R_a C).$$

V době $t = T_1$ bude právě platit $U_1(T_1) = -U_{sat}R_1/R_2$, tedy $-U_{sat}R_1/R_2 = U_{sat}R_1/R_2 - U_1(T_1)/(R_a C)$.

Po úpravě dostaneme

$$T_1 = 2R_1 R_a C U_{sat} / (R_2 U_1) \quad (139).$$

V okamžiku $t = T_1$ přechází výstup do stavu $U_o = -U_{sat} < 0$ a dioda D_1 spíná. Integrátor pracuje s proudem (U_1 se neodpíná) $I_c = U_1/R_a - U_{sat}/R_b$.

Pro $U_{sat}R_b >> U_1/R_a$ lze vliv napětí U_1 zanedbat a $I_c = -U_{sat}/R_b$. Pro výstupní napětí U_t platí

$$U_t(t) = -U_{sat}R_1/R_2 + U_{sat} \cdot t / (R_b C).$$

V době $t = T_2$ bude právě platit $U_t(T_2) = U_{sat}R_1/R_2$. Z této podmínky jednoduše určíme, že $U_{sat}R_1/R_2 = -U_{sat}R_1/R_2 + U_{sat}T_2/(R_b C)$ a po úpravě dostaneme

$$T_2 = 2R_1 R_b C / R_2. \quad (140)$$

Nyní již lze určit celkovou periodu kmitů $T = T_1 + T_2 = 2R_1 R_a C (U_{sat}/U_1 + R_b/R_a)/R_2$. (141)

Pro $U_{sat}/U_1 >> R_b/R_a$ se vztah zjednoduší, $T = (2R_1 R_a C / R_2) \cdot (U_{sat}/U_1)$. $(141b)$

Pro frekvenci platí $f = 1/T = U_1 R_2 / (2R_1 R_a C U_{sat})$. (142)

Zapojení se chová jako zdroj pilového napětí na výstupu U_t (a obdělníkového na U_o) s frekvencí řízenou napětím U_1 . Vztah (142) platí pro $T_2 \ll T_1$, tedy pro $(U_Z + 2U_D)/R_b$ mnohonásobně větší než podíl U_1/R_a .

Dosadíme-li za U_1 a U_{sat} , dostaneme

$$f = \frac{R_2 M U_{REF}}{2 R_1 R_a C (U_Z + U_D)} \cdot \left(\sum_1^n b_i / 2^i \right), \quad (143)$$

frekvence f je řízena převodníkem číslo – napětí.

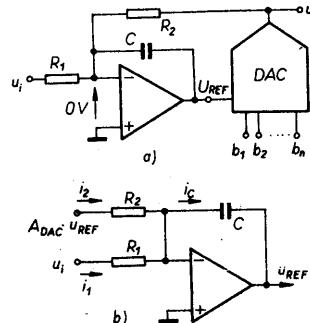
Je-li k dispozici přímo převodník číslo – proud a proud převodníku má orientaci proudu I_a (jde z výstupu „ven“), stačí vypustit rezistor R_a a nahradit poměr $M \cdot U_{REF}/R_a$ pouze proudem I_{FS} (max. proud převodníku, jsou-li sepnuty všechny bity). Vždyť rezistor R_a jen převádí napětí U_1 na proud I_a . Potom

$$f = \frac{R_2 I_{FS}}{2 R_1 C (U_Z + U_D)} \cdot \left(\sum_1^n b_i / 2^i \right) \quad (144).$$

ÚKOL 63: Číslicově řízená dolní propust – obr. 63.

Dokažte, že mezní frekvence f_o dolní propusti je určena vztahem

$$f_o = M \cdot \left(\sum_1^n b_i / 2^i \right) / (2\pi R_2 C).$$



Obr. 63. a) Číslicově řízená dolní propust, b) náhradní schéma obvodu

Předpokládáme, že přenos mezi vstupem U_{REF} a výstupem převodníku DAC je popsána vztahem

$$A_{DAC} = u_o / U_{REF} = M \cdot \left(\sum_1^n b_i / 2^i \right),$$

jak plyne i z popisu v úkolu 61. Přitom musí platit, že $M > 0$, aby zpětná vazba operačního zesilovače OZ_1 byla skutečně záporná a zapojení bylo frekvenčně stabilní (nekmitalo).

Zapojení z obr. 63a lze „překreslit“ podle obr. 63b. Obvod na obr. 63b lze považovat za invertující součtové zapojení zesilovače OZ_1 , takže snadno určíme, že

$$u_o = -U_{REF} Z_c / R_1 - A_{DAC} U_{REF} Z_c / R_2, \quad \text{kde } Z_c = 1/(j\omega C) = 1/(pC).$$

Současně platí $u_o = U_{REF} \cdot A_{DAC}$, takže po dosazení platí

$$u_o / A_{DAC} = -U_{REF} / (pR_1 C) - u_o / (pR_2 C).$$

Další jednoduchou úpravou získáme pro přenos dolní propusti na obr. 63a vztah $A_{DP} = -(R_2/R_1) \cdot [1/(1+pR_2 C/A_{DAC})]$ (145) .

Pro přenos dolní propusti platí obecně vztah

$$A_{DP} = H \omega_o / (p + \omega_o) = H / (1 + p/\omega_o), \quad \text{kde } H \text{ je zesílení (přenos) pro } \omega < \omega_o.$$

Srovnáním se vztahem (145) určíme, že $H = -R_2/R_1$ a mezní frekvence je

$$\omega_o = A_{DAC} / (R_2 C) = M \cdot \left(\sum_1^n b_i / 2^i \right) / (R_2 C) \quad (146).$$

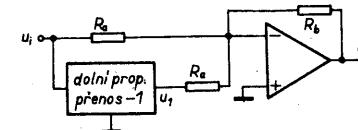
Požadovaný výraz pro f_o dostaneme snadno ze vztahu $\omega_o = 2\pi f_o$.

Jestliže použijeme osmibitový převodník, jehož $M = 1$, lze nastavit f_o v 256 krocích. Pro $b_1 = b_2 = \dots = b_8 = 1$ je $f_o = (255/256) / (R_2 C \cdot 2\pi)$. Pro $b_1 = b_2 = \dots = b_7 = 0$ a $b_8 = 1$ je $f_o = (1/256) / (R_2 C \cdot 2\pi)$. Mezi těmito krajními body můžeme nastavit ostatní frekvence f_o . Změna přenosu A_{DAC} neovlivňuje přenos dolní propusti A_{DP} na frekvencích $f < f_o$. Přenos A_{DAC} je totiž „uzavřen“ v dominantní zpětné vazbě rezistorů R_2 a R_1 .

Jak bylo uvedeno, musí pro převodník platit $M > 0$, aby zpětná vazba byla stále záporná. Aby zapojení pracovalo podle odvozených vztahů, musí převodník DAC pracovat s kladnými i zápornými napětěmi na vstupu U_{REF} (s oběma polaritami napětí U_{REF}), protože při odvození se všude předpokládaly střídavé signály.

ÚKOL 64: Číslicově řízená horní propust – obr. 64

a) Dokažte, že přenos obvodu je $A_{HP} = u_o / u_i = (-R_b / R_a) \cdot p / (p + \omega_o)$, kde ω_o je určeno vztahem (146), je-li jako DP



Obr. 64. Číslicově řízená horní propust

zapojení obvodu z úkolu 63 a jeho přenos H je -1 .

b) Jak zajistíte A_{DP} (obr. 63) rovno -1 ?

Operační zesilovač OZ_2 tvoří invertující součtové zapojení, takže platí

$$u_o = -U_{REF} R_b / R_a - U_{REF} R_b / R_a = -(u_i + u_1) R_b / R_a.$$

Pro dolní propust DP prvního řádu s přenosem -1 platí

$$A_{DP} = u_1 / u_i = -\omega_o / (p + \omega_o).$$

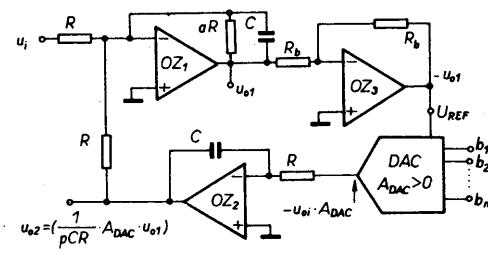
Potom dostaneme pro strukturu na obr. 64 $u_o = -(R_b / R_a) \cdot [u_i - u_1 \cdot \omega_o / (p + \omega_o)]$ a po úpravě

$$A_{HP} = u_o / u_i = -(R_b / R_a) \cdot p / (p + \omega_o) \quad (147),$$

což odpovídá přenosu horní propusti; pro $p = j\omega = 0$ je $A_{HP}(0) = 0$, pro $p = j\omega = \infty$ je $A_{HP}(\infty) = -R_b / R_a$. Pro $f < f_o$ totiž platí $u_i = -u_1$ a u_1 s u_i se „zruší“ na vstupu OZ_2 . Pro $f > f_o$ již platí $u_1 = 0$ a je zesilován pouze signál u_i .

Použijeme-li jako DP zapojení z obr. 63a, je zřejmé, že i zde platí pro ω_o vztah (146). Jednotkový přenos zajistíme volbou $R_1 = R_2$ – obr. 63a.

ÚKOL 65: Číslicově řízená pásmová propust a dolní propust 2. řádu – obr. 65.



Obr. 65. Číslicově řízená pásmová propust (výstup 1) a dolní propust 2. řádu (výstup 2)

a) Dokažte, že výstup u_{o1} je výstupem pásmové propusti a že činitel jakosti

$$Q = a \sqrt{M \cdot \left(\sum_1^n b_i / 2^i \right)},$$

$$f_o = [1 / (2\pi CR)] \cdot \sqrt{M \cdot \left(\sum_1^n b_i / 2^i \right)}.$$

b) Dokažte, že výstup u_{o2} je výstupem dolní propusti 2. řádu. Použitý převodník DAC má stejně vlastnosti jako v úkolu 63.

Operační zesilovač OZ_1 má dvě zpětnovazební smyčky. Jedna je tvořena impedancí $aR \cdot [1/(pC)] / [aR + 1/(pC)] = aR / (1 + paCR)$, druhá je tvořena operačním zesilovačem OZ_3 , převodníkem číslo/analog a integrátorem (OZ_2). Aby i tato smyčka měla charakter záporné zpětné vazby, je zapojen OZ_3 jako invertor se zesílením -1 (umožňuje-li převodník DAC funkci invertujícím režimu, lze OZ_3 vypustit).

Operační zesilovač OZ_1 lze považovat za invertující součtové zapojení napětí u_i a u_{o2} , to nám velmi zjednoduší odvození. Platí potom

$$u_{o1} = -\frac{aR/(1+paCR)}{R}$$

$$u_i = \frac{aR/(1+paCR)}{R} \cdot u_{o2}$$

Přitom pro u_{o2} snadno určíme, že

$$u_{o2} = -u_{o1} \cdot A_{DAC} \cdot [-1/(pCR)] = A_{DAC} u_{o1} / (pCR)$$

Po dosazení za u_{o2} a úpravě dostaneme

$$A_{PP} = u_{o1}/u_i = -\frac{p/(CR)}{p^2 + p/(aCR) + A_{DAC}/(C^2 R^2)} \quad (148)$$

Je zřejmé, že (viz úkol 46)

$$\omega_o^2 = A_{DAC}/(C^2 R^2) = M \cdot \left(\sum_1^n b_i / 2^i \right) / (C^2 R^2) \quad (149)$$

$$\text{přenos } A_{PP} \text{ na } \omega = \omega_o [p^2 + (j\omega_o)^2 = \omega_o^2] \text{ je } A_{PP}(\omega_o) = -a \quad (150)$$

Dále platí $\omega_o/Q = 1/(aRC)$, po úpravách dostaneme

$$Q = \omega_o a CR = a \cdot \sqrt{A_{DAC}} = a \cdot \sqrt{M \cdot \left(\sum_1^n b_i / 2^i \right)} \quad (151)$$

Při nastavování pásmové propusti binárním údajem b_1 až b_n bude šířka pásmá propustnosti B

$$B = \omega_o/Q = 1/(aCR) \quad (152)$$

stále konstantní.

Přenos u_{o2}/u_i snadno určíme ze znalosti přenosu $u_{o2}/u_i = (u_{o2}/u_{o1}) \cdot (u_{o1}/u_i)$. Platí totiž

$$A_{DP} = u_{o2}/u_i = (u_{o2}/u_{o1}) \cdot (u_{o1}/u_i) = [A_{DAC}/(pCR)] \cdot A_{PP}$$

Po velmi jednoduché úpravě dostaneme pro přenos A_{DP} vztah

$$A_{DP} = -\frac{A_{DAC}/(C^2 R^2)}{p^2 + p/(aCR) + A_{DAC}/(C^2 R^2)} \quad (153)$$

jedná se o dolní propust 2. řádu s frekvencí ω_o určenou vztahem (149); činitel jakosti Q je i zde určen vztahem (151).

ÚKOL 66: Napětím řízená pásmová propust a dolní propust 2. řádu – obr. 66

a) Dokažte, že výstup u_{o1} je výstupem pásmové propusti a stanovte činitel jakosti Q a frekvenci ω_o .

b) Dokažte, že výstup u_{o2} je výstupem dolní propusti 2. řádu.

Srovnáním obr. 66a s obr. 65 zjistíme, že rozdíl spočívá pouze v použití analogové násobičky, pro niž platí

$$u_B = u_X \cdot u_Y / 10 = -u_{o1} \cdot U_{REF} / 10$$

Snadno určíme, že pro U_{REF} kladné stačí v úkolu 65 udělat přiřazení $A_{DAC} \rightarrow U_{REF}/10$. Proto platí všechny úvahy a vztahy z úkolu 65 s tím, že

$$\omega_o^2 = U_{REF}/(10C^2 R^2) \quad (154)$$

$$Q = \sqrt{U_{REF}/10} = \sqrt{U_{REF} \cdot a^2 / 10} \quad (155)$$

$$A_{PP}(\omega_o) = -a$$

e) Určete R_3 a R_4 tak, aby $U_o = 10 \text{ V}$; předpokládejte, že $U_{REF} = 1,8 \text{ V}$ a $R_3 + R_4 = 2 \text{ k}\Omega$.

Operační zesilovač OZ_1 spolu s tranzistory T_1, T_2 tvoří běžný neinvertující zesilovač napětí U_{REF} s proudovým posílením výstupu. „Snímací“ rezistor proudu $I_o - R_1$ – je „uzavřen“ smyčkou zpětné vazby R_3, R_4 a proto je jeho vliv potlačen (viz úkol 60, vliv výstupního odporu R_o , zde $R_o = R_1$)

Proto platí

$$U_o = U_{REF} \cdot (1 + R_3/R_4)$$

Zanedbáme-li příčný proud zpětnovazebního dílu R_3, R_4 , lze tvrdit, že na snímacím rezistoru R_1 je úbytek napětí $R_1 I_o$, kde I_o je výstupní proud do zátěže. Současně platí, že napětí U_E na emitoru tranzistoru T_2 je $U_E = U_o + R_1 I_o$

a úbytek napětí na rezistoru R_1 je $U_1 = U_E R_1 / (R_1 + R_2) = (U_o + R_1 I_o) R_1 / (R_1 + R_2)$. Nyní již není obtížné určit, že pro napětí ve smyčce „ R_1, R_1, U_{BE3} “ platí

$$U_1 + U_{BE3} = R_1 I_o$$

Po dosazení a úpravě dostaneme vztah

$$I_o R_1 R_2 / (R_1 + R_2) - U_o R_1 / (R_1 + R_2) = U_{BE3} \quad (158)$$

Pokud je napětí U_{BE3} menší než asi 0,6 V, tranzistor T_3 neovlivňuje funkci obvodu, výstupní napětí U_o je konstantní. Pro $U_{BE3} = 0,6 \text{ V}$ tranzistor T_3 „odbujuje“ bázi T_1 , výstupní proud I_o je omezen, U_o se zmenšuje. Lze tedy určit ze vztahu (158), že v oblasti limitace proudu platí

$$I_{OL} = |U_{BE3}(1 + R_1/R_2) + U_o R_1/R_2|/R_1 \quad (159)$$

limitovaný proud I_{OL} závisí i na výstupním napětí U_o , přičemž $U_o = R_z I_{OL}$, kde R_z je zatěžovací odpor.

Maximální hodnoty I_{OLmax} je dosaženo při $U_o = U_{op}$, to je při jmenovitém požadovaném výstupním napětí. Mezní kolektorová ztráta T_2 je dána jednoduchým vztahem $P_{cmax} = (U_N - U_{op}) I_{OLmax}$, kde U_{op} je požadované výstupní napětí $U_{REF} (1 + R_3/R_4)$.

Je-li $U_N = 15 \text{ V}$ a $U_{op} = 10 \text{ V}$ a $P_{cmax} = 5 \text{ W}$, lze určit, že

$$I_{OLmax} = 5/(15 - 10) = 1 \text{ A}$$

Minimální hodnoty I_{OLmin} dosahuje proud I_{OL} při $U_o = 0 \text{ V}$. Ani zde nesmí být překročena kolektorová ztráta T_2

$$P_{cmax} = U_{op} I_{OLmin}$$

Proto musí za uvedených poměrů platit

$$I_{OLmin} = 5/15 = 0,333 \text{ A}$$

Z rovnice (158) lze získat při dosazení podmínek (I_{OLmax}, U_{op}) a $(I_{OLmin}, U_o = 0)$ dvě rovnice

$$I_{OLmax} R_1 R_2 / (R_1 + R_2) - U_{op} R_1 / (R_1 + R_2) = 0,6, \quad I_{OLmin} R_1 R_2 / (R_1 + R_2) = 0,6$$

Určit však musíme R_1, R_2 a R_1 , proto získáme třetí rovnici stanovením doplňkového požadavku $R_1 + R_2 = K$ (zde $K = 1 \text{ k}\Omega$). Nyní již lze snadno určit, že

$$R_1 = (R_1 + R_2) \cdot 0,6 \cdot (I_{OLmax}/I_{OLmin} - 1)/U_{op} \quad (160)$$

$$R_2 = (R_1 + R_2) - R_1 \quad (161)$$

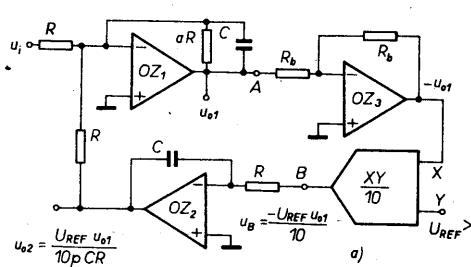
$$R_1 = (R_1 + R_2) \cdot 0,6 / (R_2 I_{OLmin}) \quad (162)$$

Zvolíme-li $R_1 + R_2 = 1 \text{ k}\Omega$, dostaneme pro uvedené poměry

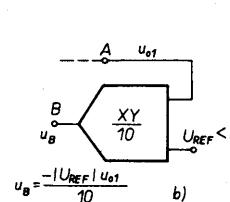
$$R_1 = 1 \text{ k}\Omega \cdot 0,6 \cdot 1/(1/3 - 1) / 10 = 120 \Omega,$$

$$R_2 = 1000 - 120 = 880 \Omega,$$

$$R_1 = 1000 \cdot 0,6 / (880/3) = 2,0455 \Omega$$



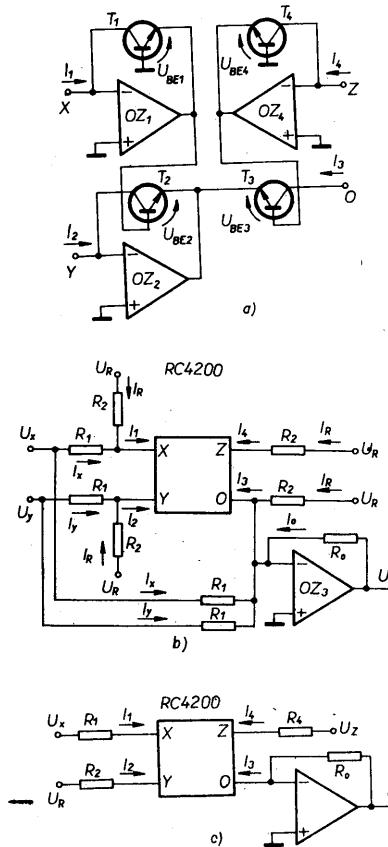
Obr. 66.a) Pásmová propust a dolní propust 2. řádu řízená kladným napětím U_{REF} .



úprava zapojení pro řízení záporným napětím $U_{REF} < 0$.

Požadujeme-li $U_{op} = 10 \text{ V}$ a $U_{REF} = 1,8 \text{ V}$ a zvolíme-li $R_3 + R_4 = 2 \text{ k}\Omega$, platí $10 = 1,8 \cdot (R_3 + R_4)/R_4$, tedy $R_4 = 1,8 \cdot (R_3 + R_4)/10 = 360 \Omega$, $R_3 = 2000 - 360 = 1640 \Omega$. Zatěžovací charakteristika zdroje pro uvedené poměry je na obr. 67 b.

ÚKOL 68: Analogová násobička – obr. 68



Obr. 68.a) Základní obvod pro analogové násobičky, b) čtyřkvarantová násobička, c) jednokvarantová dělička

a) Všechny tranzistory jsou stejných vlastností, OZ jsou ideální. Dokažte, že pro $I_1, I_2, I_3, I_4 > 0$ platí na obr. 68a $I_1 \cdot I_2 = I_3 \cdot I_4$ (čtverice tranzistorů – například RC4200 fy Raytheon).

b) Dokažte, že pro obvod na obr. 68b platí (čtyřkvarantová násobička):

$$U_o = (U_x U_y / U_R) \cdot R_2 R_0 / R_1^2$$

Pro $R_1 = R_2 = R_0 = 20 \text{ k}\Omega$ a $U_R = 10 \text{ V}$ najdete U_o . Jestliže je povolen proud $I_1, I_2, I_3, I_4 > 0$ a maximálně je 1 mA , jaké podmínky musí splňovat napětí U_x, U_y ? Proč se obvod nazývá čtyřkvarantová násobička?

c) Jednokvarantová dělička – obr. 68c, dokažte, že pro $U_x, U_y, U_z > 0$ platí

$$U_o = (U_x U_z / U_R) \cdot R_2 R_0 / (R_1 R_2)$$

d) Obvod odmocniny – dokažte, že na obr. 68c platí

$$U_o = [U_x U_R R_0 R_4 / (R_1 R_2)]^{1/2},$$

platí-li $U_z = U_o$ (propojíme výstup se vstupem Z).

Vyjdeme ze základního vztahu (úkol 12) platného pro proud I_k tranzistoru a napětí báze – emitor U_{BE}

$$I_k = I_{ko} \cdot \exp(U_T / U_{BE})$$

tedy

$$U_{BE} = U_T \ln(I_k / I_{ko})$$

Pro ideální operační zesilovače OZ₁ až OZ₄ platí $U_{BE1} + U_{BE2} = U_{BE3} + U_{BE4}$, tedy

$$U_T \ln(I_1 / I_{ko}) + U_T \ln(I_2 / I_{ko}) = U_T \ln(I_3 / I_{ko}) + U_T \ln(I_4 / I_{ko})$$

Je zřejmé, že

$$\ln(I_1 \cdot I_2 / I_{ko}^2) = \ln(I_3 \cdot I_4 / I_{ko}^2)$$

tedy rovněž platí

$$I_1 \cdot I_2 = I_3 \cdot I_4 \quad (163)$$

Všechny proudy musí být vzhledem k načesleným orientačním šípkám kladné. Důležitá je skutečnost, že zmínil teplotní závislost – teplotní napětí U_T se „vykrátilo“. Všechny tranzistory ovšem musí mít stejnou teplotu – to zaručuje například integrovaný obvod RC4200 – obr. 68b. V obvodu jsou zahrnutы i operační zesilovače OZ₁, OZ₂ a OZ₃.

Na obr. 68b jsou do vstupů X, Y, Z a O zavedeny referenční proudy $I_R = U_R / R_2$. To umožní zajistit kladné velikosti proudů I_1, I_2, I_3 a I_4 i pro napětí U_x a U_y záporná. Stačí si uvědomit, že vstupy X, Y, Z jsou pro ideální operační zesilovač na nulovém potenciálu (virtuální nula, zem), u výstupu O zajistí tuto vlastnost operační zesilovač OZ₃. Platí proto

$$I_1 = I_x + I_R = U_x / R_1 + U_R / R_2$$

$$I_2 = I_y + I_R = U_y / R_1 + U_R / R_2$$

$$I_4 = I_R = U_R / R_2$$

$$I_3 = I_1 \cdot I_2 / I_4$$

$$I_R + I_x + I_y + I_o = I_3$$

Lze proto určit, že

$$I_o = I_3 - I_x - I_y - I_R = I_1 I_2 / I_4 - I_x - I_y - I_R = I_x I_y / I_R \quad (164)$$

Nyní již lze určit, že pro výstupní napětí platí $U_o = R_o I_o = R_o I_x I_y / I_R = (U_x U_y / U_R) \cdot R_o R_2 / R_1^2 \quad (165)$

Pro $R_1 = R_2 = R_o = 20 \text{ k}\Omega$ a $U_R = 10 \text{ V}$ dostaneme ze vztahu (165), že $U_o = U_x U_y / 10$.

Je-li povolen mezní proud $I_{1max} = 1 \text{ mA}$, musí být splněna podmínka $U_R / R_2 + U_{Xmax} / R_1 = 1 \text{ mA}$. Po úpravě dostaneme podmíinku v upravené podobě.

$$U_{Xmax} = R_1 \cdot 1 \text{ mA} - U_R R_1 / R_2$$

Pro $R_1 = R_2 = 20 \text{ k}\Omega$ a $U_R = 10 \text{ V}$ dostaneme $U_{Xmax} = 20 \cdot 10^{-3} \cdot 10^{-3} \cdot 10 \text{ V} = 10 \text{ V}$. Současně musí být vždy zaručeno, že I_1 je kladné, tedy $U_R / R_2 + U_{Xmin} / R_1 = 0$.

Z této podmínky dostaneme úpravou vztah pro minimální možné vstupní napětí U_{Xmin} : $U_{Xmin} = -U_R R_1 / R_2$.

Pro $R_1 = R_2$ tak dostáváme podmínku $U_{Xmin} = -10 \text{ V}$. Stejná úvaha platí i pro vstup Y. Protože lze použít napětí v rozmezí -10 V až $+10 \text{ V}$, využíváme všech čtyř kvarantů v souřadnicích x, y – hovoříme proto o čtyřkvarantové násobičce.

Na obr. 68c je zjednodušené zapojení z obr. 68b. Platí $I_1 = U_x / R_1$, $I_2 = U_y / R_2$, $I_4 = U_z / R_3$, $I_3 = I_1 \cdot I_2 / I_4$ a $U_o = R_o \cdot I_3$. Snadno odvodíme, že

$$U_o = (U_x / U_o) \cdot U_R \cdot R_4 R_o / (R_1 R_2) \quad (166)$$

protože však musí platit $I_1, I_2 > 0$, musí platit i $U_x, U_y > 0$ a pohybujeme se tedy pouze v jednom kvadrantu roviny X, Y.

Spojíme-li výstup U_o se vstupem U_z , platí $U_o = (U_x / U_o) \cdot U_R \cdot R_4 R_o / (R_1 R_2)$, odsud snadno určíme, že

$$U_o = [U_x U_R R_4 R_o / (R_1 R_2)]^{1/2} =$$

$$= | R_o = R_1 = R_2 = R_4, U_R = 10 \text{ V} | = \sqrt{10 U_x} \quad (167)$$

Výstupní napětí je úměrné odmocnině napětí vstupního.

ÚKOL 69: Generátor s fázovým posuvem 180° ve zpětnovazební smyčce – obr. 69

a) Dokažte, že oscilátor kmitá na frekvenci $f_0 = 1 / (2\pi\sqrt{3} CR)$.

b) Pro vznik oscilací musí platit $R_b / R_a > 8$.

c) Pro $R = R_a = 10 \text{ k}\Omega$ a $C = 1 \text{ nF}$ určete f_0 a minimální odpor R_b , nutný pro vznik oscilací.

d) Jestliže bude celkové zesílení smyčky nepatrně větší než 1, bude sinusové napětí zkresleno jen nepatrně. Navrhněte úpravu obvodu, která zajistí tuto podmíinku.

Operační zesilovač OZ₁ je zapojen jako invertující zesilovač se zesílením $-R_b / R_a$; OZ₂, OZ₃, OZ₄ jsou zapojeny jako oddělovačí zesilovače (sledovače), takže přenosy členů RC se navzájem neovlivňují. Tři členy RC mohou vytvořit maximální fázový posuv $3 \times 90^\circ = 270^\circ$. K oscilacím dojde na frekvenci ω_0 , kde je celkový fázový posuv členů RC právě 180° a „okolo“ OZ₁ je tak celkově kladná zpětná vazba. Je zřejmé, že fázový posuv jednoho člena RC musí být právě 60° – jsou-li shodné.

Přenos A_{RC} jednoho člena RC určíme jako přenos děliče

$$A_{RC} = u_2 / u_1 = R / [R + 1 / (j\omega C)]$$

Po úpravě dostaneme

$$A_{RC} = (\omega^2 C^2 R^2 + j\omega CR) / (1 + \omega^2 C^2 R^2)$$

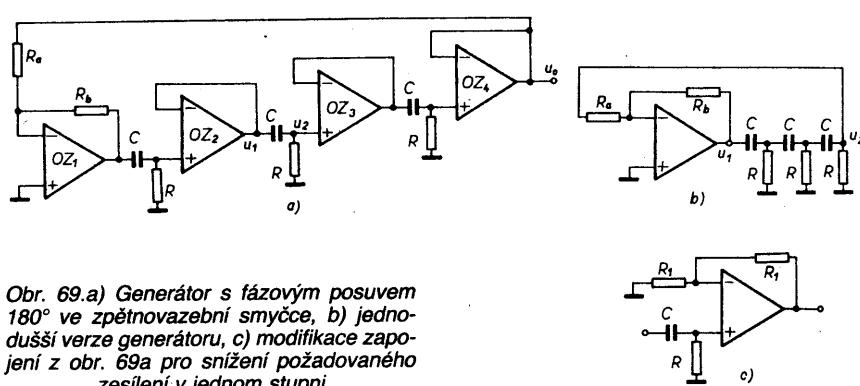
a pro úhel φ platí

$$\tan \varphi = \text{Im}(A_{RC}) / \text{Re}(A_{RC}) = 1 / (\omega CR)$$

Protože platí, že $\tan 60^\circ = \sqrt{3}$, bude mít obvod se třemi stejnými články posuv 180° právě na frekvenci $1 / (\omega_0 RC) = \sqrt{3}$, odsud dostaneme

$$\omega_0 = 1 / (\sqrt{3} CR) \quad (168)$$

Aby obvod kmital, nestačí splnit pouze fázovou podmíinku. Musí být současně zajištěna i amplitudová podmínka, přenos celé smyčky musí být na frekvenci ω_0 větší než 1. Pouze tak jsou ztráty na pasivních členech kompenzovány zesílením zesilovačů. Musíme proto určit absolutní hodnotu přenosu $|A_{CR}(\omega_0)|$.



Obr. 69.a) Generátor s fázovým posuvem 180° ve zpětnovazební smyčce, b) jednodušší verze generátoru, c) modifikace zapojení z obr. 69a pro snížení požadovaného zesílení v jednom stupni

Platí $\omega_0 CR = [1/(\sqrt{3} CR)] \cdot CR = 1/\sqrt{3}$, potom $|A_{RC}(\omega_0)| = \sqrt{(1/3)^2 + (1/\sqrt{3})^2} / [1 + (1/3)] = 1/2$. Přenos celé zpětnovazební smyčky pro $\omega = \omega_0$ je (absolutní hodnota) $R_b/R_a \cdot |A_{RC}(\omega_0)|^2$ a musí být větší než 1. Proto dostaneme podmítku $R_b > 8 R_a$ (169).

Je-li $R_a = R = 10 \text{ k}\Omega$ a $C = 1 \text{ nF}$, musí být R_b větší než $8 \cdot 10 \text{ k}\Omega$, tj. $80 \text{ k}\Omega$, frekvence oscilační bude $f_o = 1/(2\pi\sqrt{3} RC) = 9,19 \text{ kHz}$.

Jestliže chceme udržovat automaticky amplitudu oscilačí v „blízkosti“ minimálního zkreslení, musíme udržovat i amplitudovou podmítku oscilačí těsně nad hodnotou 1. V nejjednodušším případě stačí zapojit místo rezistoru R_b vhodný termistor R_t , jehož odpor se s teplotou zmenšuje (NTC). Nutnou podmítkou je, aby za běžných teplotních podmínek platilo $R_t > R_a / |A_{RC}(\omega_0)|^2$. V okamžiku zapnutí tak oscilační „tvrdě nasadí“ kmity a napětí na výstupu OZ_1 „ohřívá“ termistor R_t . Ustál se pravě taková amplituda kmití, když platí $R_t = R_a / |A_{RC}(\omega_0)|^2$,

zpětná vazba není příliš „silná“, výstupní signál má jen malé nelineární zkreslení.

Jednodušší obdobou zapojení na obr. 69a je zapojení bez oddělovacích zesilovačů na obr. 69b. Jednotlivé členy RC nejsou navzájem odděleny zesilovači, navzájem se ovlivňují a proto musíme zjistit přenos u_1/u_2 celé struktury a zjistit frekvenci ω_o , na které je fázový posuv 180° . Musíme také určit absolutní hodnotu přenosu na této frekvenci, aby bylo možné stanovit potřebný poměr R_b/R_a .

Pro přenos $A_{RC} = u_2/u_1$, na obr. 69b lze stanovit (např. metodou smyčkových proudu), že

$$A_{RC} = -\omega^3 R^3 C^3 / [\omega CR(5 - \omega^2 C^2 R^2) + -j(1 - 6\omega^2 C^2 R^2)].$$

Je zřejmé, že přenos bude mít fázi 180° , bude-li platit

$$1 - 6\omega_0^2 C^2 R^2 = 0,$$

tedy $\omega_0 = 1/(\sqrt{6} RC)$ (170).

Velikost přenosu na frekvenci ω_0 je $(\omega_0 RC = 1/\sqrt{6})$

$$A_{RC}(\omega_0) = [-1/(6\sqrt{6})] / [(5 - 1/6)/\sqrt{6}] = -1/29.$$

Obvod na obr. 69b tedy osciluje na frekvenci ω_0 určené vztahem (170) pouze tehdy, je-li splněna podmínka

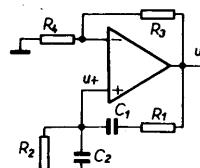
$$R_b > 29 R_a \quad (171).$$

Jakou výhodu má vlastně zapojení na obr. 69a proti zapojení na obr. 69b. Odpověď nám umožní úkol 73. Na obr. 69a požadujeme u OZ_1 zesílení asi -8, na obr. 69b již zesílení asi -29. Znamená to, že při použití stejněho operačního zesilovače můžeme v zapojení podle obr. 69a pracovat s frekvencemi f_o asi třikrát vyššími než v zapojení na obr. 69b – přesně jde o poměr $29/8 = 3,625$, aniž začnou degradovat vlastnosti použitého operačního zesilovače vzhledem k jejich frekvenční závislosti. Dokonce lze modifikovat dálé zapojení na obr. 69a a dosáhnout ještě dalšího zmenšení požadovaného zesílení „na jeden operační zesilovač“.

Lze zapojit operační zesilovače OZ_2 , OZ_3 a OZ_4 podle obr. 69c. Každý takto upravený stupeň má nyní vlastní zesílení 2, oscilační podmínky se nezměnily, co do fáze i co do

„amplitudy“ jsou stejné. Stačí proto, aby OZ_1 měl zesílení mírně nad 1 a operační bude pracovat (přesněji řečeno menší než -1 , $R_b > R_a$). Protože nyní požadujeme maximální zesílení na jeden operační zesilovač asi 2, může v zapojení podle obr. 69c pracovat s frekvencemi f_o asi čtyřikrát vyššími než v zapojení na obr. 69a, použijeme-li zesilovače jinak stejných vlastností. Počtem operačních zesilovačů tedy „platíme“ za možnost podstatného zvýšení oscilační frekvence f_o při použití konkrétního operačního zesilovače.

ÚKOL 70: Wienův oscilátor – obr. 70



Obr. 70. Wienův oscilátor

a) Dokažte, že obvod kmitá na frekvenci $f_o = 1/[2\pi(R_1 R_2 C_1 C_2)^{1/2}]$

a musí být splněna podmínka $R_3/R_4 > R_1/R_2 + C_2/C_1$.

b) Pro $R_1 = R_2 = R_4 = 10 \text{ k}\Omega$ a $C_1 = C_2 = 1 \text{ nF}$ najděte f_o a R_3 nutné pro oscilaci.

Vůči napětí u_+ na neinvertujícím vstupu se chová OZ_1 jako neinvertující zesilovač se zesílením $1 + R_3/R_4$. Pro přenos Wienova členu $A_W = u_+/u_o$ lze odvodit základními po- stupy vztah ($p=j\omega$):

$$A_W = pC_1 R_2 / [p^2 R_1 R_2 C_1 C_2 + p(C_1 R_1 + C_2 R_2 + R_2 C_1) + 1].$$

Je-li

$$\omega^2 = \omega_0^2 = 1/(R_1 R_2 C_1 C_2) \quad (172),$$

je přenos

$$A_W(\omega_0) = C_1 R_2 / (C_1 R_1 + C_2 R_2 + C_1 R_2) > 0 \quad (173).$$

Zpětná vazba je tedy kladná a aby oscilátor kmital na frekvenci ω_0 , stačí aby $A_W(\omega_0) \cdot (1 + R_3/R_4) > 1$.

Po dosazení ze vztahu (173) a úpravách zjistíme, že obvod kmitá, je-li splněna podmínka

$$R_3/R_4 > R_1/R_2 + C_2/C_1 \quad (174).$$

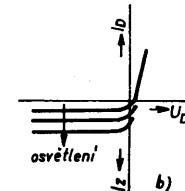
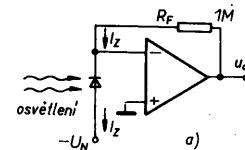
Pro $R = R_1 = R_2 = R_4 = 10 \text{ k}\Omega$ a $C = C_1 = C_2 = 1 \text{ nF}$ dostaneme $f_o = 1/(2\pi RC) = 15,92 \text{ kHz}$. Dále musí platit $R_3 > R_4 \cdot (10/10 + 1/1) = 2 R_4 = 20 \text{ k}\Omega$.

Amplitudu oscilátoru lze v nejjednodušším případě stabilizovat stejně jako v úkolu 69 – rezistor R_3 nahradit termistorem NTC.

ÚKOL 71: Optoelektronický převodník – obr. 71

Fotodioda na obr. 71a má aktivní plochu $S_A = 10 \text{ mm}^2$ a převodní konstantu $k_f = 0,5 \text{ A/W}$ (výstupní proud ku energii dopadajícího světla). Najděte výstupní napětí U_o , jestliže intenzita světla je $\Phi = 100 \text{ nW/cm}^2$.

Zvětšuje-li se výkon světla dopadajícího na diodu, zvětšuje se úměrně i proud diodou v závěrném směru – I_z . Výkon dopadající na diodu je $P = \Phi \cdot S_A = 100 \text{ nW/cm}^2 \cdot 10 \text{ mm}^2 = 1 \text{ nW/mm}^2 \cdot 10 \text{ mm}^2 = 10 \text{ nW}$. Proud I_z diodou je proto



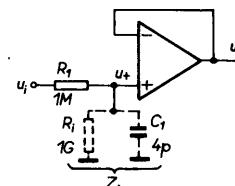
Obr. 71. a) Optoelektronický převodník, b) charakteristiky fotodiody

$$I_z = P k_f = \Phi S_A k_f = 10 \text{ nW} \cdot 0,5 \text{ A/W} = 5 \text{ nA}.$$

Operační zesilovač pracuje jako převodník proud – napětí a platí $U_o = R_f I_z = \Phi S_A k_f R_f = 5 \cdot 10^{-9} \cdot 10^6 = 5 \text{ mV}$ (175).

Je zřejmé, že pro použitý operační zesilovač musí platit, že jeho vstupní proudy jsou řádově menší než proudy I_z – přesněji řečeno, musí být řádově menší než nejmenší vyhodnocovaný proud I_z . V praxi to vede k volbě operačního zesilovače s tranzistory řízenými polem na vstupu a s velmi malou vstupní napěťovou nesymetrií.

ÚKOL 72: Vliv souhlasné vstupní impedance na přenos – obr. 72



Obr. 72. Vliv souhlasné vstupní impedance

Tranzitní kmitočet operačního zesilovače je $f_T = 1 \text{ MHz}$, $A_o = 106 \text{ dB}$ (200 000 viz úkol 60, obr. 60c), souhlasná vstupní impedance je tvořena odporem $1 \text{ G}\Omega$ a kapacitou 4 pF .

a) Určete zesílení pro $f_o = 0 \text{ Hz}$.

b) Najděte šířku pásma pro pokles přenosu o 3 dB .

c) najděte šířku pásma pro pokles přenosu o $0,5 \text{ dB}$.

Nejdříve posoudíme pouze vliv $A_o = 200 000$ podle vztahu (1) – úkol 1; platí $Z_2 = 0$ a $Z_1 = \infty$, proto

$$A_N = 1 + 1/A_{OL} = 1 + 0,5 \cdot 10^{-5}.$$

Tento vliv je zanedbatelný.

Nyní posoudíme vliv vstupní impedance Z_1 . Platí $u_o = u_+ - u_i Z_1 / (Z_1 + R_1) = u_i R_1 / (Z_1 + R_1)$. Po úpravě dostaváme

$$u_o/u_i = |R_1/(Z_1 + R_1)| \cdot 1/(1 + j\omega R_1 C_1 / (R_1 + R_i)) \quad (176).$$

Pro $\omega = 0$ je $u_o/u_i = 10^6/(10^6 + 10^0) = 0,999$. Pro pokles 3 dB musí platit (ω_3 – frekvence „poklesu“ o 3 dB) $\omega_3 \cdot R_1 C_1 / (R_1 + R_i) = 1$,

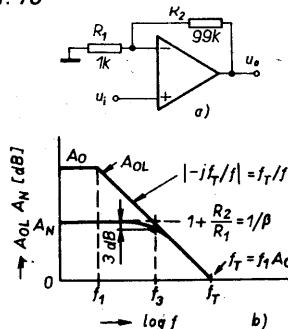
aby absolutní hodnota jmenovatele vztahu (176) byla rovna právě $\sqrt{2}$. Odsud dostaneme
 $f_3 = 1/\sqrt{2\pi C_1 R_1 R_i / (R_1 + R_i)}$ (177),
po dosazení potom $f_3 = 39,8$ kHz.

Pro pokles 0,5 dB musí platit ($\omega_{0,5}$ – frekvence „poklesu“ o 0,5 dB)
 $20 \cdot \log [1/\sqrt{1 + \omega_{0,5}^2 C_1 R_1 R_i / (R_1 + R_i)}] = -0,5$.
Po úpravě dostaneme
 $\omega_{0,5}^2 = (10^{0,05} - 1) / [C_1 R_1 R_i / (R_1 + R_i)] = (10^{0,05} - 1) \cdot \omega_x^2$.
Tento vztah lze snadno zobecnit do podoby
 $\omega_x^2 = (10^{x/10} - 1) \cdot \omega_3^2$ (178),

kde x je pokles přenosu v dB,
 ω_x je frekvence, na které nastane pokles
přenosu o x dB.

Po dosazení dostaneme pro $x=0,5$ dB, že
 $(\omega_{0,5}/\omega_3)^2 = 1,122 - 1 = 0,122$. Po odmocnění
dále dostaneme $\omega_{0,5}/\omega_3 = \omega_{0,5}/f_3 = 0,3493$. Pro
naše konkrétní podmínky proto platí, že
 $\omega_{0,5} = 0,3493 f_3 = 13,9$ kHz.

ÚKOL 73: Frekvenční závislost přenosu – obr. 73



Obr. 73.a) Zapojení neinvertujícího zesilovače, b) přenos zesilovače bez zpětné vazby (A_{oL}) a se zpětnou vazbou (A_N)

Je dán operační zesilovač s tranzitní frekvencí $f_T = 1$ MHz, $A_o = 106$ dB (200 000). Určete
a) šířku pásma pro pokles přenosu o 3 dB,
b) přenosy na frekvenci 1 kHz, 10 kHz
a 100 kHz.

Na obr. 73a je zapojení neinvertujícího zesilovače. Proto lze využít závěry z řešení úkolu (1),

$$A_N = (1 + R_2/R_1) / [1 + (1 + R_2/R_1)/A_{oL}]$$

Výraz lze upravit do tvaru

$$A_N = 1/(\beta + 1/A_{oL})$$

stupeň zpětné vazby $\beta = R_1/(R_1 + R_2)$ popisuje míru přenosu signálu zpětnovazební sítě z výstupu zpět na invertující vstup. Přenos moderního, dobře korigovaného zesilovače je na obr. 73b a lze jej popisovat vztahem

$$A_{oL} = A_o / (1 + jf/f_1) = 1 / [1/A_o + jf/(f_1 A_o)] = 1 / (1/A_o + jf/f_T)$$

$f_T = f_1 A_o$ je tranzitní kmitočet (extrapolovaný), kde platí právě $A_{oL}(f_T) = 1$. Pokud zkoumáme chování obvodu ve frekvenční oblasti, lze výraz $1/A_o$ obvykle zcela zanedbat a používat pouze zjednodušený výraz
 $A_{oL} = f_T / (jf) = -j f_T / f$.

Nyní již snadno určíme, že pro zesilovač na obr. 73a platí

$$A_N = 1/(\beta + jf/f_T) = (\beta - jf/f_T) / [\beta^2 + (f/f_T)^2] \quad (179)$$

Ze vztahu (179) určíme, že fázový posuv φ přenosu je určen vztahem
 $\operatorname{tg} \varphi = \operatorname{Im}(A_N) / \operatorname{Re}(A_N) = -f / (\beta f_T)$ (180).

Absolutní hodnota přenosu je
 $|A_N| = 1 / \sqrt{\beta^2 + (f/f_T)^2} = (1/\beta) \cdot 1 / \sqrt{1 + [f / (\beta f_T)]^2}$ (181).

Pro $f = 0$ je $|A_N(0)| = 1/\beta$; pro $f = f_3$ (frekvence poklesu přenosu o 3 dB) musí platit $|A_N(f_3)| = A_{oL}(0) / \sqrt{2} = -1 / (\beta \sqrt{2})$. Musí být proto splněna právě podmínka $f_3 / (\beta f_T) = 1$.

Nyní již snadno určíme, že k poklesu přenosu o 3 dB dochází na frekvenci
 $f_3 = \beta f_T = \beta f_1 A_o$ (182).

Pro $R_1 = 1$ kΩ, $R_2 = 99$ kΩ nyní lze určit, že $\beta = 0,01$. Proto $\operatorname{tg} \varphi = -100f/f_T$, $|A_N| = 100 / \sqrt{1 + (100f/f_T)^2}$. Pro $f = 1$ kHz je ($f_T = 1$ MHz) $\operatorname{tg} \varphi = -100 \cdot 10^3 / 10^6 = -0,1$; tomu odpovídá $\varphi = -5,71^\circ$. Absolutní hodnota přenosu je $|A_N| = 100 / \sqrt{1 + 0,1^2} = 99,5$.

Pro $f = 10$ kHz je $\operatorname{tg} \varphi = -1$; tomu odpovídá fáze $\varphi = -45^\circ$, $|A_N| = 100 / \sqrt{1 + 1^2} = 100 / \sqrt{2} = 70,71$. To je současně frekvence f_3 , pokles přenosu je právě $20 \cdot \log \sqrt{2} = -3$ dB. Stejnou hodnotu dostaneme i podle vztahu (182): $f_3 = 0,01f_T = 10$ kHz.

Pro $f = 100$ kHz je $\operatorname{tg} \varphi = -10$, $\varphi = -84,3^\circ$ a $|A_N| = 100 / \sqrt{1 + 100} = 9,95$.

Jestliže nás zajímá chyba pro $f / (\beta f_T) \ll 1$, tedy $f/f_3 \ll 1$, lze použít přibližný vztah $1 / \sqrt{1 + x} \approx 1 - 0,5x$ (chyba vztahu je menší než 10 % pro $x < 0,55$). Aplikací na vztah (181) dostaneme

$$A_N \approx (1/\beta) \cdot \{1 - 0,5 [f / (\beta f_T)]^2\} = (1/\beta) \cdot [1 - 0,5(f/f_3)^2] \quad (183)$$

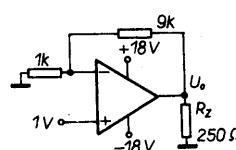
Relativní chyba ΔA_N vůči přenosu při $f = 0$ je potom

$$\Delta A_N = (|A_N| - |A_N(0)|) / |A_N(0)| = -0,5[f / (\beta f_T)]^2 = -0,5(f/f_3)^2 \quad (184)$$

Vyjádříme-li vztah (184) v procentech, dostáváme

$$\Delta A_N(\%) = -50(f/f_3)^2$$

ÚKOL 74: Ztrátový výkon a oteplení přechodu – obr. 74



Obr. 74. Zapojení operačního zesilovače se zátěží 250 Ω

Je dán operační zesilovač, který má povolenou maximální teplotu přechodu $T_{jmax} = 125$ °C, tepelný odpor přechod – okolí $R_{thja} = 100$ °C/W, omezení výstupního proudu na hodnotu ± 50 mA, teplotní závislost napěťové nesymetrie U_{IO} je $TK_{U_{IO}} = 5 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$, klidový odběr $I_{CC} = 1$ mA.

Určete

- maximální povolenou ztrátu P_{cmax} při teplotě okolí $T_a = 25$ °C,
- ztrátu obvodu P_{co} , není-li zatížen,
- výkon rozptýlený zátěži,

d) výkon rozptýlený operačním zesilovačem,

e) ohřátí obvodu ΔT_j proti okolní teplotě T_a ,

f) změnu napěťové nesymetrie ΔU_{IO} plynoucí ze změny teploty přechodu.

Operační zesilovač je zapojen jako neinvertující zesilovač se zesílením $1 + 9/1 = 10$. Na záteži proto bude stejnosměrné napětí 10 V.

Je-li ztrátový výkon obvodu P_c , tepelný odpor přechod-okolí R_{thja} , T_j teplota přechodu a T_a teplota okolí, platí

$$T_j = T_a + R_{thja} \cdot P_c \quad (185)$$

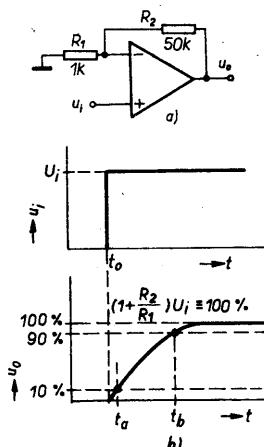
Pro $T_{jmax} = 125$ °C, $T_a = 25$ °C a $R_{thja} = 100$ °C/W určíme $P_{cmax} = 1$ W.

Není-li obvod zatížen, je jeho ztráta dána pouze klidovým proudem I_{CC} a napájecím napětím (zde 2x 18 V):

$$P_{co} = 2 \cdot 18 \cdot I_{CC} = 36 \cdot 10^{-3} \text{ W} = 36 \text{ mW}$$

Za poměrů uvedených na obrázku je $U_o = 10$ V a ztráta na záteži $P_z = U_o^2 / R_z = 100 / 250 = 0,4$ W. Záteží protéká proud $I_z = 10 / 250 = 40$ mA ze zdroje +18 V. Na výstupním tranzistoru operačního zesilovače je ztráta úměrná úbytku napěti na něm: (18 – U_o) $\cdot I_z = 8 \cdot 40 \cdot 10^{-3} = 0,32$ W = 320 mW. Celková ztráta obvodu $P_c = P_{co} + 320$ mW = 356 mW. Ze vztahu (185) lze nyní určit $T_j = T_a + 100 \cdot 0,356 = T_a + 35,6$ °C, $\Delta T_j = T_j - T_a = 35,6$ °C. Změna napěťové nesymetrie vyvolaná změnou teploty přechodu ΔT_j je $\Delta U_{IO} = TK_{U_{IO}} \cdot \Delta T_j = 35,6 \text{ } ^\circ\text{C} \cdot 5 \mu\text{V}/^\circ\text{C} = 178 \mu\text{V}$.

ÚKOL 75: Frekvenční závislost zesílení a doba náběhu t_n – obr. 75



Obr. 75. Neinvertující zesilovač $A_N(0) = 1 + R_2/R_1 = 1/\beta$ (a), b) zobrazení odpovědi obvodu na jednotkový skok

Víte, že tranzitní frekvence operačního zesilovače f_T je 1 MHz. Určete

- šířku pásma přenosu (pro pokles o 3 dB),
- dobu náběhu při impulzním buzení.

Problém šířky pásma přenosu byl již řešen v úkolu 73, kde bylo odvozeno, že $f_3 = \beta f_T = f_T R_1 / (R_1 + R_2) = (1/51)$ MHz = 19,6 kHz.

Je-li na vstupu skokové napětí u_i o amplitudě U_i je nutné zkoumat chování obvodu v časové oblasti (obr. 75b). Přitom můžeme použít stejný postup jako v úkolu 7. Víme, že platí vztah (179) – úkol 73, $u_o/u_i = 1/(\beta + jf/f_T)$.

Snadno lze určit, že $jf/f_T = j\omega/\omega_T$, protože $\omega = 2\pi f$ a $\omega_T = 2\pi f_T$. Nyní již lze tvrdit, že přenos obvodu na obr. 75a v operátorovém tvaru je $(p = j\omega)$. $A_N(p) = 1/(p + \beta\omega_T) = \omega_T/(p + \beta\omega_T)$. Laplaceovým obrazem skoku o amplitudě U_i v čase $t = 0$ je $U_i(p) = L[U_i(t)] = U_i/p$. Laplaceovým obrazem výstupního napětí $U_o(p)$ je potom výraz $U_o(p) = A_N(p) \cdot U_i(p) = U_i \cdot \omega_T / [p \cdot (p + \beta\omega_T)]$, z něhož zpětnou Laplaceovou transformací (za použití stejných vztahů jako v úkolu 7) dostaneme odezvu $U_o(t)$ v časové oblasti $[A_N(f = 0) = 1/\beta]$:

$$U_o(t) = L^{-1} \left\{ \omega_T U_i / [p \cdot (p + \beta\omega_T)] \right\} = \frac{U_i}{\beta} [1 - \exp(-\beta\omega_T t)] = A_N(0) \cdot U_i [1 - \exp(-\beta\omega_T t)] \quad (186).$$

Doba náběhu je definována jako doba potřebná k překonání úrovně 10 až 90 % ustálené hodnoty U_{os} výstupní úrovni. Ustálenou hodnotu dostaneme pro $t \gg 1/(\beta\omega_T)$; $U_{os} = U_i \cdot A_N(0)$. V čase t_a proto platí $0,1 \cdot U_i / \beta = (U_i / \beta) [1 - \exp(-\beta\omega_T t_a)]$, v čase t_b platí $0,9 \cdot U_i / \beta = (U_i / \beta) [1 - \exp(-\beta\omega_T t_b)]$.

Po úpravách dostaneme pro dobu náběhu t_a , $t_a = t_b - t_a = [1/(\beta\omega_T)] \cdot [\ln(1/0,1) - \ln(1/0,9)] = 2,197/(\beta\omega_T)$.

Jestliže nyní dosadíme za $\omega_T = 2\pi f_T$, dostaneme známý vztah $t_a = 2,197/(2\pi\beta f_T) = 0,35/(\beta f_T) = 0,35/f_3$ (187) .

Dosadíme-li za $f_3 = 19,6$ kHz, je $t_a = 17,7 \cdot 10^{-6}$ s = 17,7 μ s.

ÚKOL 76: Určení korekční kapacity – obr. 76

Je dána korekční kapacita $C_k = 40$ pF. Při této korekční kapacitě je přenos operačního

zesilovače roven jedné právě na druhém „zlomu“ operačního zesilovače, $f_2 = 1$ MHz. Předpokládejte, že f_T je úměrné pěvovrácené hodnotě kapacity $-1/C_k$.

Určete

- šířku pásmu přenosu f_3 a dobu náběhu t_n (pro malý signál),
- minimální hodnotu C_k , aby úhel fázové jistoty byl 45°,
- odpovídající šířku pásmu a dobu náběhu t_n pro korekční kapacitu z bodu b).

Na obr. 76a je zapojení neinvertujícího zesilovače s korekční kapacitou C_{ka} . Proto i zde platí řešení úkolu 1 (upravený tvar), že $A_N = A_{OL}/(1 + \beta A_{OL})$ (188) . $\beta = R_1/(R_1 + R_2)$.

Pokud je $\beta A_{OL} = -1$, jde A_N k nekonečnu; zesilovač bude kmitat. Tuto skutečnost popisuje Nyquistovo kritérium stability. Protože uvažujeme reálný činitel zpětné vazby β , „může“ za celý fázový posuv pouze operační zesilovač 1 .

Pozn. 1: Obecně musíme zkoumat fázi celé smyčky – tedy součinu βA_{OL} a platí obdobné závěry.

Musíme zkoumat, jakou fázi φ_z „vyrobí“ v oblasti frekvence f_3 , kde právě platí $1/p = f_T/f_3 = |A_{OL}|$ – viz úkol 73. Pokud je $|\varphi_z| < 90^\circ$ (při $1/\beta = A_{OL}$), je systém bezvýhradně stabilní. Pro $\varphi_z = 180^\circ$ systém kmitá, záporná zpětná vazba se mění ve vazbu kladnou. Rozdíl mezi fází 180° a fází zesilovače φ_z (při $1/\beta = A_{OL}$) se nazývá úhel fázové jistoty:

$\varphi_j = 180^\circ - |\varphi_z|$. Ideální tedy je $\varphi_j = 180^\circ$ ($|\varphi_z| = 0^\circ$), výborné je $\varphi_j \geq +90^\circ$ ($|\varphi_z| \leq 90^\circ$), přípustné je $\varphi_j \geq +45^\circ$ ($|\varphi_z| \leq 135^\circ$).

Pro uvedenou situaci platí, že přenos zesilovače bez zpětné vazby $|A_{OL}(f_2)|$ je právě 0 dB v druhém zlomu přenosu (f_2 – obr. 76b). V approximaci pomocí lomených čar to proti výrazu

$$A_{OL} = A_0 / [(1 + jf/f_1) \cdot (1 + jf/f_2)] \quad (189)$$

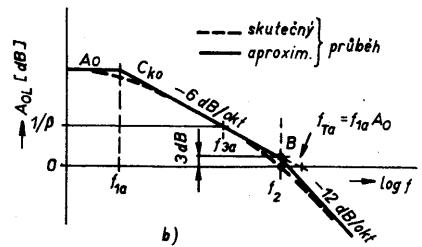
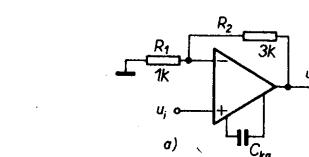
znamená, že konec úseku se sklonem -6 dB/okt (bod B) je právě o 3 dB „výš“. Bod B approximace má právě „souřadnice“ $(f_2, \sqrt{2})$. Extrapolovaný tranzitní kmitočet f_T lze tedy určit ze skutečnosti, že v úseku se strmostí -6 dB/okt platí

$f_T/f = |A_{OL}|$, platí proto i (korekční kapacita C_{ka}), že $f_{Ta}/f_2 = \sqrt{2}$.

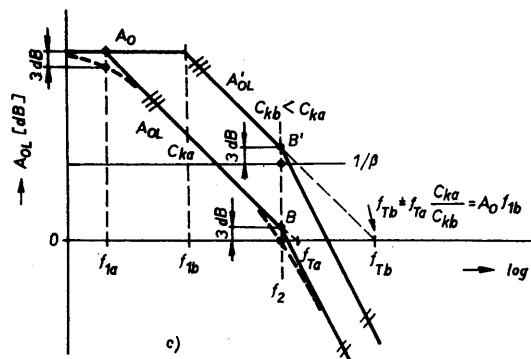
Pro korekční kapacitu $C_{ka} = 40$ pF tedy dostaneme

$$f_{Ta} = \sqrt{2} \cdot f_2 = 1,414 \text{ MHz.}$$

Nyní lze určit i f_{3a} podle vztahu (182) – úkol 73,



Obr. 76.a) Zapojení operačního zesilovače s korekční kapacitou, b) znázornění přenosu při $A_{OL}(f_2) = 0$ dB, c) vliv korekčních kapacit – f_{Ta} , C_{ka} $\doteq f_{Tb}$, C_{kb}



$f_{3a} = \beta \cdot f_{Ta} = 1,414 \cdot 1 / (1 + 3) = 0,3535$ MHz.

Pro náběžnou dobu t_n lze odhadnout $t_{na} = 0,35/f_{3a} = 1 \mu$ s.

Jde pouze o přibližné hodnoty, protože druhý zlom na přenosu operačního zesilovače je už relativně blízko frekvenci f_{3a} a mělo by se s ním správně při úvahách počítat, což se nestalo.

Každá „závorka“ typu $(1 + jf/f_i)$ „vyrábí“ fázový posuv 0° pro $f = 0$ (přibližně již pro $f = 0,1f_i$), posuv -45° pro $f = f_i$ a fázový posuv -90° pro $f > 10f_i$. Ze situace na obr. 76b je zřejmé, že pro $1/\beta = A_{OL}$ je fáze operačního zesilovače -90° , „od zlomu f_2 “. Situace je proto ještě „dobrá“ $-|\varphi_z| < 135^\circ$ a proto $\varphi_j > 45^\circ$.

Lze určit korekční kapacitu $C_{kb} < C_{ka}$ a tak zvýšit extrapolovaný tranzitní kmitočet na f_{Tb} . Platí totiž, že $f_{Ta} = k/C_{ka}$, kde k je konstanta popisující fyzikální vlastnosti konkrétního operačního zesilovače. Současně proto platí $f_{Tb} = k/C_{kb}$. „Srovnáním“ konstanty k z obou uvedených vztahů dospějeme k velmi užitečnému vztahu

$$f_{Ta}/f_{Tb} = C_{kb}/C_{ka} \quad (190),$$

který nám umožní odhadovat změnu f_T se změnou korekční kapacity.

Hranici pro nejméní korekční kapacitu vymezuje požadavek $\varphi_j = 45^\circ$. Musí tedy platit, že fázový posuv $|\varphi_z|$ operačního zesilovače je právě 135° . Je zřejmé, že tato situace nastává právě na druhém zlomu přenosu (f_2), kde tento druhý zlom „přispívá“ právě posuvem -45° (a první zlom již spolehlivě „dodal“ svých -90°). Můžeme proto posunout A_{OL} tak, aby právě platilo $|A'_{OL}| = 1/\beta$ při $f = f_2$ – viz obr. 76c. Změnou C_k se neovlivní f_2 – pouze extrapolovaná frekvence f_T – hodnota f_{Tb} . I zde budeme respektovat skutečnost, že poloha bodu B' je o 3 dB „výš“ než u skutečného průběhu přenosu.

Pozn. 1: Ve skutečnosti si nějakou fázi „přidá“ i zpětnovazební obvod – tedy β – a obvod by při této korekci již pravděpodobně kmital.

Koncový bod B' úseku se sklonem přenosu -6 dB/okt proto bude mít souřadnice ($f_2, 1/\beta + 3\text{dB} = 1/\sqrt{2}$). Nyní lze určit nový extrapolovaný tranzitní kmitočet f_{Tb} :

$$f_{Tb}/f_2 = \sqrt{2}/\beta,$$

po dosazení dostáváme

$$f_{Tb} = f_2 \cdot \sqrt{2} \cdot 4 = 5,657 \text{ MHz.}$$

Nyní již můžeme určit korekční kapacitu C_{kb} ze vztahu $f_{Ta}/f_{Tb} = C_{kb}/C_{ka}$. Dostaneme $C_{kb} = C_{ka} \cdot f_{Ta}/f_{Tb} = C_{ka}/4 = 10$ pF.

Orientačně lze i určit $f_{3b} = \beta \cdot f_{Tb} = 1,4 \text{ MHz}$ a $t_{nb} = 0,35/f_{3b} = 248$ ns. Výhrady uvedené u výpočtu f_{3a} a t_{na} však platí ještě ve většině.

ÚKOL 77: Výpočet korekční kapacity – obr. 77

Je známo, že při korekční kapacitě $C_{ka} = 30$ pF je tranzitní frekvence $f_{Ta} = 1$ MHz, při $C_{kb} = 0$ pF je tranzitní (extrapolovaná) frekvence $f_{Tb} = 21$ MHz, druhý zlom $f_2 = 1$ MHz. Uvažujte vliv parazitní kapacity C_p ,

takže skutečná korekční kapacita $C'_k = C_k + C_p$.

- Určete f_T pro $C_{kc} = 3 \text{ pF}$,
- šířku pásma f_3 pro $R_2 = 39 \text{ k}\Omega$ a $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ a $C_{ka} = 30 \text{ pF}$,
- f_3 pro $C_{kc} = 3 \text{ pF}$,
- pro $R_2 = 30 \text{ k}\Omega$ a $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ takovou korekční kapacitu C_k , aby úhel fázové jistoty byl 45° a odhadněte f_3 .

Situace je obdobná úkolu 76. Pro extrapolované tranzitní frekvence platí $f_{Ta}/f_{Tb} = C'_{kb}/C'_{ka}$, kde

$$C'_{kb} = C_{kb} + C_p,$$

$$C'_{ka} = C_{ka} + C_p.$$

C_p je parazitní kapacita mezi korekčními vývody operačního zesilovače, nečárkovány jsou externí korekční kondenzátory.

Známe-li dva údaje ($C_{kb} = 0$, $f_{Tb} = 21 \text{ MHz}$ a $C_{ka} = 30 \text{ pF}$, $f_{Ta} = 1 \text{ MHz}$), lze určit, že

$$1/21 = (0 + C_p)/(30 \text{ pF} + C_p).$$

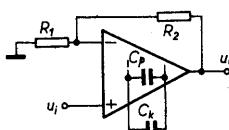
Jednoduchou úpravou dostaneme $C_p = 30 \text{ pF}/20 = 1,5 \text{ pF}$.

Nyní již lze určit, že pro $C_{kc} = 3 \text{ pF}$ je skutečná korekční kapacita $C'_{kc} = 3 \text{ pF} + 1,5 \text{ pF} = 4,5 \text{ pF}$. Dále musí platit $f_{Tc}/f_{Ta} = C'_{ka}/C'_{kc}$,

$$\text{tedy } f_{Tc} = [(30 + 1,5)/4,5] \cdot f_{Ta} = 7 \text{ MHz}.$$

Pro $C_{ka} = 30 \text{ pF}$ je $C'_{ka} = 30 + 1,5 = 31,5 \text{ pF}$ a $f_{Ta} = 1 \text{ MHz}$. Dále $f_{3a} = \beta f_{Ta} = 1 \text{ MHz}/40 = 25 \text{ kHz}$. Pro $C_{kc} = 3 \text{ pF}$ je $f_{Tc} = 7 \text{ MHz}$ a $f_{3c} = 7 \text{ MHz}/40 = 175 \text{ kHz}$.

Pro $R_2 = 30 \text{ k}\Omega$ a $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ je $\beta = 1/4 = 0,25$. Problém byl podrobně řešen v úkolu 76. Úhel fázové jistoty 45° dosáhneme takovým posuvem (korekcí) A_{OL} , aby platilo $1/\beta = A'_{OL}$ právě na frekvenci druhého zlomu, přičemž v bodě zlomu platí při approximaci lomenou čarou právě $A'_{OL}(f_2) = \sqrt{2}/\beta$ (skutečnost je o 3 dB „pod“ bodem zlomu B' – obr. 76). Proto musí platit pro „povolený“ extrapolovaný kmitočet $f_T/f_2 = \sqrt{2}/0,25 = 4 \cdot \sqrt{2}$, tedy $f_T = f_2 \cdot 5,657 = 5,657 \text{ MHz}$. Dále použijeme vztah $f_{Ta}/f_T = C'_k/C'_ka$ a $C'_k = C_k + 1,5 \text{ pF}$. Potom $C'_k = C'_{ka} \cdot f_{Ta}/f_T$; $C_k = C'_{ka} \cdot f_{Ta}/f_T - 1,5 \text{ pF} = 4,07 \text{ pF}$. Šířku pásma lze odhadnout na $f_3 = f_2 = 1 \text{ MHz}$.

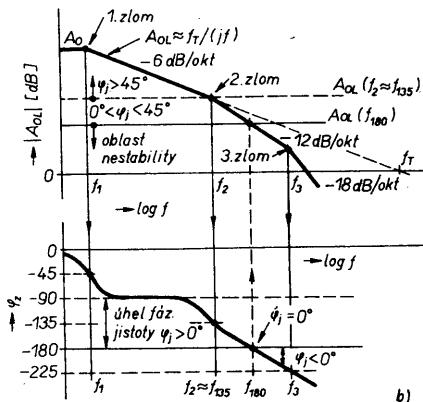
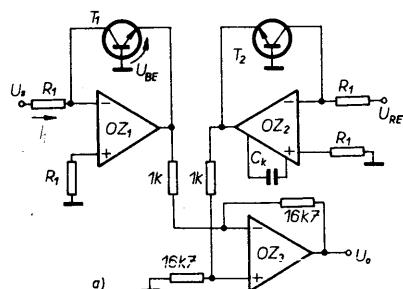


Obr. 77. Neinvertující zapojení operačního zesilovače s vyznačením vlivu parazitní kapacity C_p

ÚKOL 78: Stabilita operačního zesilovače – obr. 78

Je dáno $f_1 = 10 \text{ Hz}$, $f_2 = 1 \text{ MHz}$, $f_3 = 4 \text{ MHz}$; při $C_k = 50 \text{ pF}$ je $f_T = 1 \text{ MHz}$ (extrapolovaná hodnota). Dokažte, že

- $U_o = (1,0 \text{ V}) \cdot \log (U_s/U_{REF})$ pro U_s, U_{REF} kladné;
- stupeň zpětné vazby (pro malý signál) je $\beta_1 = U_s/U_T$ pro OZ₁ a $\beta = U_{REF}/U_T$ pro OZ₂;
- Pro jaké U_s a U_{REF} je obvod stabilní?



Obr. 78. Zapojení logaritmického zesilovače (a), b) znázornění přenosu OZ bez zpětné vazby / A_{OL} / a fázových poměrů

d) Jestliže má být logaritmický zesilovač stabilní pro $U_s = U_{REF} = 1 \text{ V}$, jaký musí být kmitočet prvního zlomu f_1 ?

Jaká je potřebná korekční kapacita, je-li $f_1 = 10 \text{ Hz}$ při $C_k = 50 \text{ pF}$?

e) Zopakujte zadání bodu d) pro U_s , $U_{REF} = 50 \text{ V}$.

f) Najděte šířku pásma při $C_k = 20 \text{ nF}$ a $U_s = 100 \text{ mV}$, 1 V a 5 V pro malý signál.

g) Předpokládejte, že pro OZ je $I_{omax} = 25 \text{ mA}$, vstupní proud $I_{IB} = 10 \text{ nA}$, vstupní proudová nesymetrie $I_{IO} = 1 \text{ nA}$. Určete povolený rozsah R_1 tak, aby chyba od $U_s = 10 \text{ mV}$ do 100 V nepřesáhla 1 %.

Požadavek a) je podrobně objasněn v úkolu 12. Stupeň zpětné vazby dokážeme stanovit, určíme-li přenos tranzistoru z emitoru do kolektoru. Tranzistory ve zpětné vazbě lze považovat za hlediska malých signálů za zesilovač v zapojení se společnou bází (neobrací fázi), jehož zesílení je dáno poměrem kolektorového odporu (zde R_1) a emitorového odporu tranzistoru r_e , který musíme určit. Pro proud emitoru tranzistoru platí přiblžný vztah

$$I_E = I_K = I_{KO} \cdot \exp(U_{BE}/U_T).$$

Pro dynamický odpor emitoru r_e platí

$$r_e = dU_{BE}/dI_E = 1/(dI_E/dU_{BE}),$$

$$dI_E/dU_{BE} = I_{KO} \cdot \exp(U_{BE}/U_T) \cdot (1/f_T) = I_E/U_T.$$

Pro dynamický odpor emitoru tedy platí

$$r_e = U_T/I_E$$

kde U_T je teplotní napětí,

I_E je stejnosměrný proud emitoru.

Pro ideální operační zesilovač platí

$$I_E = U_s/R_1$$

$I_E = U_{REF}/R_1$, proto

$$r_e = R_1 \cdot U_T/U_s.$$

Zesílení zapojení se společnou bází (ΔU_k – změna na kolektoru)

$$\Delta U_k/\Delta U_{BE} = R_1/r_e = U_s/U_T = \beta_1 \quad (192)$$

je současně stupeň zpětné vazby operačního zesilovače OZ₁.

Pro OZ₂ je $\beta_2 = U_{REF}/U_T$.

Známe-li stupeň zpětné vazby a vlastnosti operačního zesilovače, můžeme zkoumat průsečík závislosti $1/\beta$ s přenosem $|A_{OL}|$ zesilovače a tak určit podmínky stability. V úkolu 76 by zkoumán model OZ se dvěma zlomy f_1, f_2 . Takový model vytvoří nejvýš fázový posuv 180° a v zásadě je vždy stabilní (neuvážeme žádný posuv fáze ve zpětnovazebním obvodu). Reálné operační zesilovače však mají i další zlomy na přenosové charakteristice A_{OL} a proto fáze vždy hodnotu 180° překročí – obvod může kmitat, pokud úhel fázové jistoty není dostatečný. Další zhoršení situace vyplýne z reálných vlastností zpětnovazebních obvodů. V zadání jsou uvedeny tři zlomové frekvence operačního zesilovače – obr. 78b. Pro frekvence f mnohem větší než f_1 a mnohem menší než f_2 ($f_1 < f < f_2$) je fáze operačního zesilovače prakticky -90° . Fázového posuvu 180° dosahuje operační zesilovač mezi zlomy f_2 a f_3 . Přiblžně platí, že k tomu dochází na frekvenci f_{180} , která je určena jako geometrický střed z hodnot f_2 a f_3 :

$$f_{180} = \sqrt{f_2 \cdot f_3} \quad (193).$$

Dokážeme-li zjistit $A_{OL}(f_{180})$, stačí zajistit podmínu

$$1/\beta > |A_{OL}(f_{180})|.$$

Potom je úhel fázové jistoty $\varphi_j > 0$, obvod nekmitá, je stabilní.

Přenos operačního zesilovače se třemi zlomy podle obr. 78b lze popsat vztahem (f_3 – zde frekvence třetího „zlomu“)

$$A_{OL} = A_0 / [(1 + jf/f_1) \cdot (1 + jf/f_2) \cdot (1 + jf/f_3)].$$

Zajímá nás situace na frekvenci

$$f_{180} = \sqrt{f_2 \cdot f_3}. \quad$$

Jistě platí, že f_{180} je mnohonásobně větší než f_1 a proto můžeme psát

$$A_{OL}(f_{180}) = A_0 / [(j\sqrt{f_2 f_3}/f_1) \cdot (1 + j\sqrt{f_2 f_3}/f_2) \cdot (1 + j\sqrt{f_2 f_3}/f_3)]$$

Po úpravách dostaneme ($j^2 = -1$), že

$$A_{OL}(f_{180}) = -A_0 f_1 / (f_2 + f_3) = -f_T / (f_2 + f_3) \quad (194),$$

kde $f_T = A_0 f_1$ je extrapolovaný tranzitní kmitočet.

Aby byl systém stabilní, musí platit

$$1/\beta > f_T / (f_2 + f_3) \quad (195).$$

f_3 je frekvence třetího „zlomu“.

Poznámka: Hodnotíme-li fázi a přenos celé zpětnovazební smyčky $\beta \cdot A_{OL}$, platí stejná úvaha s tím, že zkoumáme průsečík s osou 0 dB – tedy $|\beta \cdot A_{OL}| = 1$. Zde totiž opět platí $|1/\beta| = |A_{OL}|$ a zajímá nás nyní fáze operačního zesilovače i zpětnovazebního obvodu – tedy součet jejich fází.

Platí-li pro operační zesilovač, že f_3 je mnohem větší než f_2 , není nutné vliv f_3 na poměry v obvodu uvažovat. Zlom f_3 téměř „nepřidá“ fázový posuv ve zlomu f_2 . Můžeme předpokládat, že na f_2 je $|\varphi_z| = 135^\circ$ a stačí proto volit $1/\beta = |A_{OL}(f_2)|$ a úhel fázové jistoty $\varphi_j = 45^\circ$. Chceme-li zaručit φ_j větší než 45° , musíme volit $1/\beta > |A_{OL}(f_2)|$. Stačí tedy určit $A_{OL}(f_2)$ a člen $(1 + jf/f_3)$ již neuvážujeme; $f_2/f_1 >> 1$:

$$A_{OL}(f_2) = A_0 / [(1 + jf_2/f_1) \cdot (1 + jf_2/f_2)] = A_0 / [(jf_2/f_1) \cdot (1 + j)]$$

Po úpravě dostaneme pro absolutní hodnotu přenosu operačního zesilovače na frekvenci druhého zlomu f_2

$$|A_{OL}(f_2)| = A_0 f_1 / (\sqrt{2} f_2) = f_T / (\sqrt{2} f_2).$$

Platí tedy, že pro úhel fázové jistoty $\varphi_j > 45^\circ$ musíme zajistit

$$1/\beta > |A_{OL}(f_2)| = f_T / (\sqrt{2} f_2) \quad (196).$$

Tento vztah přesně souhlasí s tím, co vyplýnulo z úvah v úkolu 76.

Pro daný operační zesilovač je $f_1 = 10$ Hz, $f_2 = 1$ MHz a $f_3 = 4$ MHz (operační zesilovač „z rodiny 741“). Má-li být OZ stabilní musíme zaručit, aby platil vztah (195) $1/\beta > 10^6(10^6 + 4 \cdot 10^6) = 1/6 = 0,2$. Protože $\beta_1 = U_s/U_T$, musí platit $U_T/U_s > 1/5$, tedy U_s je menší než $5U_T = 5.26$ mV = 130 mV. Stejný závěr platí i pro $\beta_2 = U_{REF}/U_T$.

Není-li možné omezit požadavky na činitel zpětné vazby β , musíme vztah (195) upravit do podoby $f_T < (f_2 + f_3)/\beta$ (195a)

a pomocí korekční kapacity operačního zesilovače upravit f_T tak, aby podmínka stability byla splněna. Pro dané poměry to znamená, že musí platit

$$f_T < (f_2 + f_3) \cdot U_T/U_s$$

Požadujeme-li $U_s = 1$ V, dostaneme $f_{Ta} < 5$ MHz $\cdot 25 \cdot 10^3/1 = 125$ kHz, aby byl zesilovač stabilní. Požadujeme-li $f_{Ta} = 125$ kHz, a pro $C_k = 50$ pF je $f_1 = 10$ Hz a $f_T = 1$ MHz, stačí korekční kapacitu zvětšit v poměru $f_T/f_{Ta} = 1$ MHz/125 kHz = 8; potřebná korekční kapacita tedy je $C_{ka} = 50 \cdot 8 = 400$ pF. V odpovídajícím poměru se sníží frekvence prvního zlomu: $f_{1a} = f_1/8 = 1,25$ Hz.

Požadujeme-li $U_s = 50$ V, dostaneme $f_{Tb} = 5$ MHz $\cdot 25 \cdot 10^3/50 = 2,5$ kHz. Korekční kapacita $C_{kb} = 50$ pF $\cdot f_T/f_{Tb} = 50 \cdot 10^6(2,5 \cdot 10^3) = 50 \cdot 400 = 20000$ pF = 20 nF. První zlom operačního zesilovače bude na frekvenci $f_{1b} = 10$ Hz/400 = 0,025 Hz.

Pokud známe činitel zpětné vazby β , můžeme určit i šířku pásma f_{3d} pro pokles přenosu o 3 dB podle vztahu (182) z úkolu 73 (zde f_{3d} kvůli odlišení od zlomu f_3):

$$f_{3d} = \beta \cdot f_T = f_T \cdot U_s/U_T$$

Pro $C_{kb} = 20$ nF je $f_{Tb} = 2,5$ kHz, proto dostaneme

$$f_{3d} (U_s = 100 \text{ mV}) = 0,1 \cdot 2,5 \cdot 10^3/(25 \cdot 10^3) = 10 \text{ kHz}$$

$$f_{3d} (U_s = 1 \text{ V}) = 1 \cdot 2,5 \cdot 10^3/(25 \cdot 10^3) = 100 \text{ kHz}$$

$$f_{3d} (U_s = 5 \text{ V}) = 5 \cdot 2,5 \cdot 10^3/(25 \cdot 10^3) = 500 \text{ kHz}$$

To, že frekvence f_{3d} je vyšší než frekvence f_T je možné pouze díky tomu, že činitel zpětné vazby β je větší než 1 – ve zpětné vazbě je z hlediska „malého signálu“ zesilovač. „Co chybí operačnímu zesilovači při dané korekci, to nadežene zpětná vazba“. Ve většině případu je v praxi zpětná vazba pasivní, činitel zpětné vazby β je menší než 1 a f_{3d} je menší než f_T .

Při řešení úkolu g) vydeme ze skutečnosti, že největší proud bude protékat rezistorem R_1 při $U_{smax} = 100$ V. Musí platit $U_{smax}/R_1 < I_{1max}$, aby operační zesilovač pracoval v povoleném pracovním režimu. Proto $R_1 > U_{smax}/I_{1max} = 100/25 \text{ mA} = 4 \text{ k}\Omega$. (197)

Nyní musíme vyšetřit chování obvodu při malých proudech I_1 . Vhledem k tomu, že jsou v obou vstupech zařazeny stejné rezistory R_1 , uplatňuje se pouze proudová nesymetrie $I_{10} = 1$ nA, vliv I_{1B} se kompenzuje. Proto musí platit pro chybu 1 %, že $I_{1min} > 100 I_{10}$.

Proud $I_{1min} = U_{smin}/R_1$. Pokud je velikost U_{smin} předepsána, musíme určit odpor R_{1max} $R_{1max} = U_{smin}/(100 \cdot I_{10}) = 10 \cdot 10^{-3}/(100 \cdot 10^{-9}) = 100 \text{ k}\Omega$ (198).

Máme-li splnit požadavky bodu g), musíme volit R_1 od 4 do 100 k Ω .

Pokud byly tranzistory T_1 a T_2 zapojeny jako diody, změní se podstatně podmínky stability v obvodu. Na obr. 78a se tranzistory chovají jako aktivní členy se zesílením (pro malý signál) a ze vztahu (192) je zřejmé, že může platit $\beta_1 > 1$, $\beta_2 > 1$ ($U_s > U_T$, $U_{REF} > U_T$). Jsou-li tranzistory zapojeny jako diody (báze spojena s kolektorem), je činitel zpětné vazby určen vztahem

$$\beta = R_1/(R_1 + r_D) \quad (199),$$

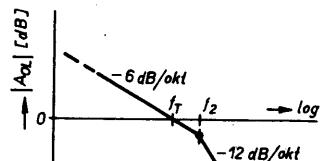
kde $r_D = U_T/I_D$,

$I_D = U_s/R_1$ je stejnosměrný proud diodou.

Po dosazení do (199) dostaneme $\beta = 1/(1 + U_T/U_s)$ (200); vždy platí $\beta < 1$.

Podíl $1/\beta$ pro $\beta < 1$ nemůže „klesnout“ tak hluboko jako pro činitel zpětné vazby větší než 1. Obvod bude „stabilnější“ pro větší U_s (U_{REF}). Na druhé straně bude ovšem pomalejší, protože $f_{3d} = \beta \cdot f_T$ je nyní také menší.

ÚKOL 79: Operační zesilovač má $f_T = 1,5$ MHz a $f_2 = 6$ MHz.



Obr. 80. Vyznačení f_1 , f_2 , f_3 a f_T

Určete šířku pásma pro pokles přenosu o 3 dB, je-li zesílení $A_N(0) = 50$.

Ze zadání je zřejmé, že druhý zlom je pod osou 0 dB a systém je proto stabilní. Lze použít vztah (182) – úkol 73

$f_3 = \beta f_T$, pouze si musíme uvědomit, že $A_N(0) = 1/\beta$. Proto

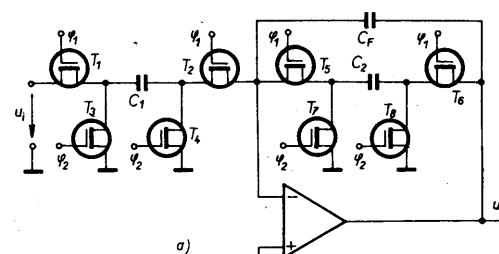
$$f_3 = f_T/A_N(0) = 1,5 \text{ MHz}/50 = 30 \text{ kHz}$$

ÚKOL 80: Operační zesilovač má $A_o = 106$ dB, $f_1 = 10$ Hz, $f_2 = 500$ kHz a $f_3 = 2$ MHz.

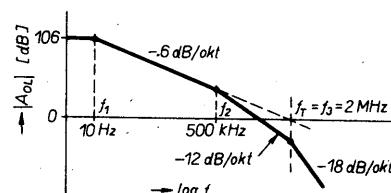
Najděte minimální zesílení A_N , při kterém bude úhel fázové jistoty $\varphi_j = 45^\circ$.

Problém je řešen v rámci úkolu 78, vztah (196). V mezním případě právě platí $1/\beta = A_N = f_T/(\sqrt{2}f_2)$.

Extrapolovanou tranzitní frekvenci určíme ze vztahu



Obr. 81.a) Dolní propust s přepínacími kondenzátory, b) dvoufázové řidící spinací napětí s periodou T_s – frekvencí f_s , c) poměry na ekvivalentním rezistoru, d) zapojení ekvivalentní k zapojení z obr. 81a, e) znázornění přenosu klasického a spinacího filtru, d) blokové schéma systému se spinacími filtry



Obr. 80. Vyznačení f_1 , f_2 , f_3 a f_T

$f_T = A_o \cdot f_1 = 10^{106/20} \cdot 10 \text{ Hz} = 200000 \cdot 10 = 2 \text{ MHz}$. Proto

$$A_N = 2 \cdot 10^6 / (\sqrt{2} \cdot 0,5 \cdot 10^6) = 2,88$$

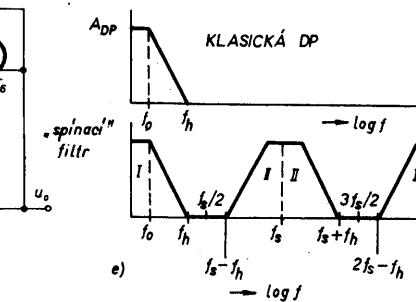
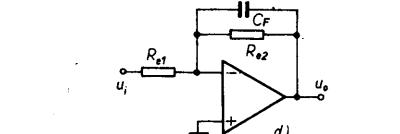
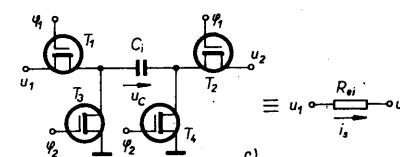
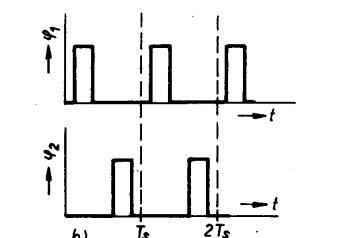
Pro zesílení A_N větší než 2,88 bude úhel fázové jistoty větší než 45° , zesilovač bude stabilní.

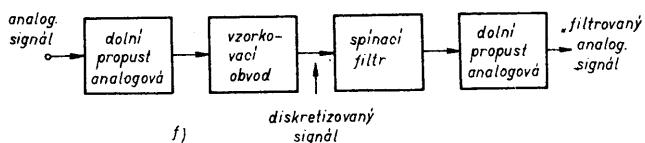
ÚKOL 81: Dolní propust s přepínacími kondenzátory – obr. 81

Dokažte, že přenos obvodu je popsán vztahem

$A_{DP} = -(C_1/C_2) / [1 + j\omega C_F/(C_2 f_s)]$, jsou-li tranzistory MOS sepnuty při vysoké úrovni a rozepnuty při nízké úrovni. Průběh řídících úrovní φ_1 a φ_2 je na obr. 81b. Předpokládejte, že řidící frekvence $f_s = 1/T_s$ je řádově vyšší než nejvyšší frekvence signálu na vstupu obvodu.

Kombinace tranzistorů T_1 , T_2 , T_3 , T_4 spolu s kondenzátorem C_1 tvoří ekvivalentní rezistor R_{e1} , jehož odpor odpovídá velikosti C_1 a spinaci frekvenci f_s . Kombinace tranzistorů T_5 , T_6 , T_7 , T_8 s kondenzátorem C_2 tvoří ekvivalentní rezistor R_{e2} .





Základní situace je na obr. 81c. Ve fázi φ_1 jsou sepnuty tranzistory T_1 a T_2 , kondenzátor C_i se nabije na napětí $U_C = U_1 - U_2$.

Tomu odpovídá náboj kondenzátoru $Q_C = C_i U_C = C_i (U_1 - U_2)$.

Ve fázi φ_2 se sepnou tranzistory T_3 , T_4 ; kondenzátor C_i se vybije, napětí U_C je nulové.

Znamená to, že za jednu periodu $T_s = 1/f_s$, „projde“ kondenzátorem C_i náboj $Q_C = C_i(U_1 - U_2)$. Známe-li náboj a časový interval T_s , lze určit střední hodnotu proudu i_s z toho, že musí platit

$$T_s \cdot i_s = Q_C$$

Lze tedy určit, že střední (ekvivalentní) proud procházející v popisovaném režimu kondenzátorem je

$$i_s = Q_C/T_s = C_i(U_1 - U_2)/T_s \quad (200)$$

Ekvivalentním odporem R_{ei} musí protékat rovněž proud i_s , přičemž platí

$$i_s = (U_1 - U_2)/R_{ei} \quad (201)$$

z rovnosti proudů i_s již snadno určíme, že $C_i(U_1 - U_2)/T_s = (U_1 - U_2)/R_{ei}$.

Po úpravě dostaneme pro ekvivalentní odpor vztah

$$R_{ei} = T_s/C_i = 1/(f_s C_i) \quad (202)$$

Změnou řídicí frekvence f_s lze řídit odpor ekvivalentního rezistoru R_{ei} .

Nahradíme-li C_1 a C_2 odpovídajícími ekvivalentními rezistory R_{e1} a R_{e2} , dostaneme zapojení na obr. 81d. Takový obvod byl ovšem zkoumán v úkolu 7, snadno proto určíme, že

$$u_o/u_i = (-R_{e2}/R_{e1})/(1 + j\omega C_F R_{e2})$$

Po dosazení za R_{e1} a R_{e2} dostaneme

$$u_o/u_i = -(C_1/C_2)/(1 + j\omega C_F/(C_2 f_s))$$

Zapojení na obr. 81a tedy popisuje přenosovou funkci typu (bez ohledu na znaménko)

$$T(f) = (C_1/C_2)/(1 + jf/f_o) \quad (203)$$

kde $(\omega = 2\pi f)$

$$f_o = f_s C_2/(2\pi C_F) \quad (204)$$

Jedná se o dolní propust s poklesem přenosu o 3 dB na frekvenci f_o , přičemž dolní frekvenci lze přímo řídit přepínací frekvencí f_s – vztah (204).

Ve skutečnosti se jedná pouze o principiální demonstraci spínacích (přepínacích) filtrů. Nejde již o analogový, ale o diskrétní proces – signál spojitý je „rozsekán“ přepínací frekvencí f_s . Pro využití takového filtru musí být splněny jisté předpoklady. Prvním předpokladem je, že vstupní napětí u_i se během periody T_s výrazně nemění. Proto je filtr obvykle předřazen vzorkovací obvod.

Druhá podmínka plyne z vlastností filtru řízeného frekvencí f_s . Přenos klasické dolní propusti je znázorněn na obr. 81e, současně je zobrazen i přenos spínacího filtru „stejných vlastností“. Mimo požadované dolní propusti – oblast I – se přenos klasické dolní propusti „namoduluje“ i na frekvence f_s , $2f_s$.

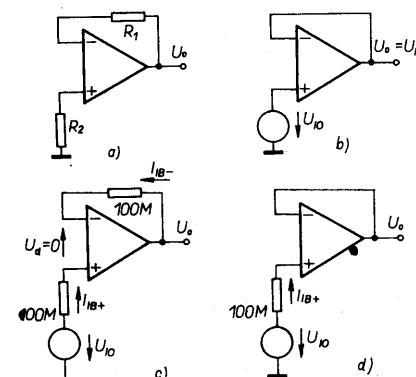
..., vznikou další nežádoucí pásma II, III, ... Odvozený přenos spínacího filtru platí proto pro frekvence $f < f_s/2$. Pokud není tato podmínka dodržena, dojde k průniku žádoucího pásma I s pásmem II, vzniká neodstranitelná chyba.

Proto se v praxi předřazuje dolní propust, která omezí horní frekvenci f_h vstupního signálu tak, že platí $f_h < f_{smin}/2$, kde f_{smin} je minimální spínací frekvence, které bude použito.

Aby se na výstupu neprojevil vliv spínání, zařazuje se ještě výstupní analogový filtr, který odstraní nežádoucí vyšší harmonické složky „obdělníků“. Celkové schéma spínacího filtru je blokové na obr. 81d.

Je zřejmé, že takové uspořádání se vyplňuje jen tehdy, realizuje-li spínací filtr složité přenosové funkce. Pro jednu dolní propust prvního řádu by se naznačené uspořádání jistě nevyplatilo.

ÚKOL 82: Zapojení pro určení U_{IO} , I_{IB} , I_{IO} – obr. 82



Obr. 82.a) Základní zapojení pro určení U_{IO} , I_{IB} , I_{IO} , b, c), d) – jednotlivé možnosti

Víte, že $U_o = 2,2 \text{ mV}$ při $R_1 = R_2 = 0$, $U_o = 20 \text{ mV}$ při $R_1 = R_2 = 100 \text{ M}\Omega$, $U_o = -120 \text{ mV}$ při $R_1 = 0$ a $R_2 = 100 \text{ M}\Omega$.

Určete

- a) vstupní napěťovou nesymetrii U_{IO} ,
b) vstupní klidový proud I_{IB} ,
c) vstupní proudovou nesymetrii I_{IO} .

Náhradní schéma pro $R_1 = R_2 = 0$ je na obr. 82 b. Operační zesilovač již považujeme za ideální – bez napěťové nesymetrie – ta je „vysunuta ven“ z obvodu. Platí potom přímo, že vstupní napěťová nesymetrie (zbytkové napětí) je

$$U_o = U_{IO} = 2,2 \text{ mV}$$

Situace pro $R_1 = R_2 = 100 \text{ M}\Omega$ je na obr. 82c. I zde již uvažujeme ideální stav, $U_d = 0$.

Potom platí

$$U_o = 100 \text{ M}\Omega \cdot I_{IB} - 100 \text{ M}\Omega \cdot I_{IB} + U_{IO}$$

Po úpravě dostaváme pro vstupní proudovou nesymetrii

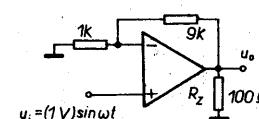
$$I_{IO} = I_{IB} - I_{IB} = (U_o - U_{IO})/100 \text{ M}\Omega = (20 \text{ mV} - 2,2 \text{ mV})/100 \text{ M}\Omega = 178 \text{ pA}$$

Stejným postupem získáme z obr. 82d, že $U_o = U_{IO} - I_{IB} \cdot 100 \text{ M}\Omega$, odsud po úpravě dostaváme

$$I_{IB} = (U_{IO} - U_o)/100 \text{ M}\Omega = [2,2 - (-120)]/100 \text{ M}\Omega/\text{M}\Omega = 1,22 \text{ nA}$$

Použijeme-li dobrý milivoltmetr, lze uvedené základní „stejnosměrné“ chyby operačního zesilovače měřit přímo v jednoduchých uvedených zapojeních. Při použití rezistorů $100 \text{ M}\Omega$ lze ovšem očekávat značné rušivé jevy. Přes rezistory $100 \text{ M}\Omega$ lze přemostit kondenzátory, jejichž vlastnosti ovšem musí být vynikající (bez svodů).

ÚKOL 83: Vliv omezení výstupního proudu (I_{omax}) na výstupní napětí



Obr. 83. Neinvertující zesilovač s přetíženým výstupem

Nechť $|I_{omax}| = 20 \text{ mA}$. Určete U_o pro poměry na obr. 83

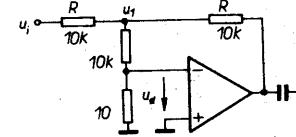
Na obr. 83 je běžný neinvertující zesilovač. Pokud by byla zátěž R_z vhodná, platilo by $U_o = (1 + 9/1) \cdot u_i = 10 \cdot u_i$.

Zde je však výstup proudově přetížen – OZ nemůže dodat větší proud než $\pm 20 \text{ mA}$.

Znamená to, že mezní výstupní napětí $U_{omax} = R_z \cdot I_{omax} = 100 \cdot 20 \cdot 10^{-3} = 2 \text{ V}$.

Na výstupu proto bude sinusovka, ovšem omezená při dané zátěži na úrovních $\pm 2 \text{ V}$.

ÚKOL 84: Zapojení pro určení zesílení bez zpětné vazby – A_{OL} , obr. 84



Obr. 84. Zapojení pro určení A_{OL}

Nechť $-u_o = u_i = 5 \text{ V}$ a $u_1 = 20 \text{ mV}$. Určete A_{OL} bez zpětné vazby.

Ze situace na obr. 84 je zřejmé, že platí $u_d = u_1 \cdot 10/(10 + 10^4) = u_1 \cdot 10^{-3}$.

Rezistory $R = 10 \text{ k}\Omega$ uzavírají zpětnou vazbu tak, že $u_o = -u_i$, lze proto velmi jednoduše definovat velikost u_o i frekvenci – tedy podmínky měření. Za uvedených podmínek platí

$$A_{OL} = |u_o| / |u_d| = |u_o| \cdot 10^3 / u_1 = 5 \cdot 10^3 / (20 \cdot 10^{-3}) = 250 000 \text{ (108 dB)}$$

ÚKOL 85: Zapojení pro určení vlivu změn napájecího napětí – obr. 85

Ať $u_o = 2 \text{ mV}$ na frekvenci 1 kHz , určete činitel potlačení změn napájecího napětí SVR v dB.

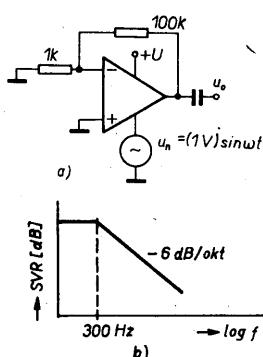
Uvažujeme, že rušivé napětí u , od střídavé složky u_n napájecího napětí proniká přímo na vstup operačního zesilovače. Potom pro

MĚŘENÍ STŘÍDY SROVNÁVACÍ OSCILOSKOPIKOU METODOU

Ing. František Kobza

Článek pojednává o vyhodnocování a měření střídy napětí pravoúhlého průběhu srovnávací osciloskopickou metodou. V současné době nejsou k dispozici žádné elektronické ani číslicové přístroje na přímé měření střídy napětí pravoúhlého průběhu. Stávajícími měřicími metodami je možné pouze vypočítat střídu podle určitého vztahu na základě zjištěných úseků délky impulsu a mezery na stínítku obrazovky osciloskopu. Při čtení velikosti těchto úseků však vzniká chyba subjektivní i chyba vzniklá zkreslením zobrazovaného průběhu napětí na obrazovce. Tento způsob je zdlouhavý, pracný a málo přesný.

Znalost velikosti střídy je důležitá při návrhu multivibrátoru, neboť je jedním z požadavků (vedle opakovacího kmitočtu) pro návrh a výpočet klopného obvodu. Znalost střídy je také důležitá pro různá elektronická měření, testování elektronických a číslicových obvodů a zařízení a dále při měření kmitočtu napětí pravoúhlého průběhu srovnávací osciloskopickou metodou.



Obr. 85.a) Zapojení pro určení SVR, b) typická závislost na frekvenci

výstupní napětí u_o platí za uvedených poměrů

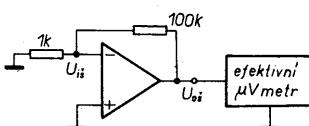
$$|u_o| = 100 \cdot u_n$$

Pro SVR platí

$$SVR = 20 \log (u_o/u_n) = 20 \log [(100 \cdot u_n)/u_n] = 20 \log [100 \cdot (2 \cdot 10^{-3})] = 94 \text{ dB}$$

Typická závislost SVR na frekvenci je na obr. 85b. Popisována je situace pro záporné napájecí napětí. Naprostě stejným způsobem lze hodnotit vliv změn kladného napájecího napětí. Obecně není vliv změn v kladné a záporné napájecí větvi stejný.

ÚKOL 86: Ekvivalentní napětí vstupního šumu – obr. 86



Obr. 86. Měření šumového napětí

Nechť je efektivní hodnota šumového napětí na výstupu $U_{os} = 200 \mu\text{V}$.

- a) Určete ekvivalentní vstupní šumové napětí U_{is} (ef. hodnotu).
b) Operační zesilovač má tranzitní frekvenci $f_T = 1 \text{ MHz}$. Určete spektrální hustotu vstupního šumového napětí u_{is} .

Hodnotu U_{is} zjistíme snadno ze zápisu na obr. 86. Musí platit

$$U_{is} = U_{os}/100 = 2 \mu\text{V}$$

Je-li $f_T = 1 \text{ MHz}$, lze určit, že šířka pásmo pro pokles přenosu o 3 dB je

$$f_3 = \beta f_T = f_T/(1 + 100) \doteq 10 \text{ kHz}$$

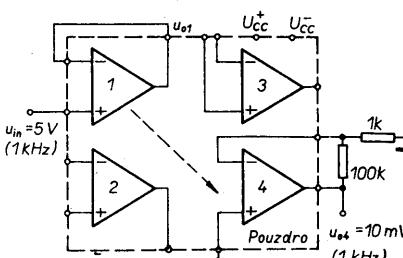
Nad frekvencí f_3 klesá přenos se strmostí 6 dB/oct. Šumová šířka pásmo B_s takového filtru je určena vztahem

$$B_s = f_3 \pi/2 = 15,7 \text{ kHz}$$

Spektrální hustota u_{is} je určena vztahem

$$u_{is} = U_{is}/\sqrt{B_s} = 2/uV/\sqrt{15,7 \cdot 10^3} = 15,96 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

ÚKOL 87: Přeslech mezi zesilovači – obr. 87



Obr. 87. Měření oddělení zesilovačů

Vyjádřete v dB přeslech (oddělení) zesilovače 1 a 4 pro uvedené poměry.

Budíme zesilovač 1, který je zapojen jako sledovač; měříme napětí na výstupu zesilo-

Definice střídy

U napětí pravoúhlého průběhu je vedle amplitudy, opakovacího kmitočtu, doby kmitu (periody), strmosti hran (časové konstanty) a šířky impulsu (popř. mezery) důležitá také střída (neboli impulsní poměr).

Střída vyjadřuje vzájemný vztah mezi šířkou impulsu a dobou kmitu (periodou), popř. mezi šířkou impulsu a šířkou mezery. Z toho je zřejmé, že jsou dvě definice střídy.

Na obr. 1 jsou průběhy napětí v symetrickém a v nesymetrickém režimu a důležité údaje pro výpočet střídy:

$$a) \beta = \frac{t_1}{t_1 + t_2} = \frac{t_1}{T} = t_1 f \quad (1),$$

vače 4. Chceme posoudit průnik u_{i1} na vstup zesilovače 4. Je zřejmé, že vstupní napětí zesilovače 4 je

$$u_{i4} = u_{o4}/100 = 10 \text{ mV}/100 = 100 \mu\text{V}$$

Nyní již lze vyjádřit oddělení zesilovače 1 a 4 číslem

$$20 \log (u_{i1}/u_{i4}) = 20 \log (5/10^4) = 94 \text{ dB}$$

Literatura

- 1) Soclof, S.: Analog integrated circuits. Prentice – Hall, Inc., 1985 (ruský překlad 1988).
- 2) Punčochář, J.: Když se řekne operační zesilovač. Příloha časopisu Amatérské rádio, Electus 1991.
- 3) Mayer, D.: Úvod do teorie elektrických obvodů. SNTL Praha: 1981.
- 4) Kohlmann, Č.: Matematika ve sdělovací technice. SNTL: Praha 1960.
- 5) Beneš, O. – Černý, A. – Žalud, V.: Transistorové řízené elektrickým polem. SNTL Praha: 1972.
- 6) Yunik, M.: Design of modern transistor circuits. Prentice – Hall, Inc., 1973.
- 7) Graeme, J.: Analog circuit applications. Burr – Brown Research Corporation 1978.
- 8) Jurkovič, K. – Zodl J.: Příručka nízkofrekvenčnej obvodovej techniky. Alfa: Bratislava 1985.
- 9) Punčochář, J.: Základy pro využití operačních zesilovačů v elektronice. ÚV Svazarmu: Praha 1987.
- 10) Allen, P. – Sánchez – Sinencio, E.: Switched capacitor circuits. Van Nostrand Reinhold Company, Inc., 1984 (ruský překlad 1989).

symetrický průběh:
 $t_1 = t_2$ $\beta_1 = 0,5$;

nesymetrický:
 $t_1 > t_2$ $\beta_1 > 0,5$, v limitě $\beta_1 \rightarrow 1$,
 $t_1 < t_2$ $\beta_1 < 0,5$, v limitě $\beta_1 \rightarrow 0$;

$$b) \beta_2 = \frac{t_1}{t_2} = \frac{t_1}{T - t_1} = \frac{t_1 f}{1 - T_1 f} \quad (2)$$

symetrický průběh:
 $t_1 = t_2$ $\beta_2 = 1$;

nesymetrický:
 $t_1 > t_2$ $\beta_2 > 1$, v limitě $\beta_2 \rightarrow \infty$,
 $t_1 < t_2$ $\beta_2 < 1$, v limitě $\beta_2 \rightarrow 0$;

kde t_1 je šířka impulsu [s],

t_2 je délka mezery [s],

T je doba kmitu [s],
 f je kmitočet [Hz].

Měřicí metoda popisovaná v tomto článku se opírá o definici střídy podle vztahu (1).

Měření střídy srovnávací osciloskopickou metodou

Uvedené nevýhody a nedostatky stávající metody odstraňuje způsob měření střídy napětí pravoúhlého průběhu srovnávací osciloskopickou metodou za pomocí srovnávacího generátoru.

Podstata této metody spočívá v tom, že při vypnutí časové základny osciloskopu se přivádí měřené napětí s neznámou střídou na vstup vertikálního zesilovače 1 osciloskopu a srovnávacího generátoru. Podaří-li se kmitání terčíků zastavit, jsou oba kmitočty v tomto okamžiku absolutně stejné.

ostře svítící body, které ladícími prvky roztahneme do čtyř terčíků, jejichž optické kmitání se potlačí kmitočtovým laděním srovnávacího generátoru a velikost střídy je dána takto zjištěným kmitočtovým rozdílem.

Výhodou naznačeného způsobu měření střídy je to, že k měření je zapotřebí pouze běžné přístrojové vybavení laboratoři, tzn. běžný osciloskop a přesný generátor, přičemž měření je dostatečně přesné, jednoduché a rychlé.

Podstata měřicí metody je blíže objasněna na praktickém příkladu. Obr. 2 znázorňuje základní zapojení měřicí metody, na obr. 3 je graf pro čtení střídy a na obr. 4 jsou znázorněny kmitající terčíky při rozdílné střídě.

Způsob měření je založen na srovnávání napětí pravoúhlého průběhu U_x s neznámou střídou a srovnávacího napětí rovněž pravoúhlého průběhu U_N o známé střídě $\beta = 0,5$. Předpokladem správného měření střídy je, aby obě napětí U_x a U_N měla stejný průběh a jejich kmitočet byl znám. Např. pro nás případ 1 kHz. Obě napětí se srovnávají pomocí osciloskopu, přičemž časová základna je po dobu měření vypružena.

Měřené napětí U_x je připojeno na vstup vertikálního zesilovače 1 osciloskopu a srovnávací napětí U_N je připojeno na vstup horizontálního zesilovače 2. Po nastavení ovládacích prvků se na stínitku obrazovky 3 objeví čtyři ostře svítící body. Pomocí ovládacího prvku „ostření“ je možno tyto body roztahnout do čtyř svítících terčíků (obr. 4). Mají-li obě napětí stejný kmitočet a stejnou střidu $\beta = 0,5$, zastaví se laděním srovnávacího generátoru kmitání terčíků přesně na tomto kmitočtu, tj. při $f_N = 1$ kHz napětí U_N srovnávacího generátoru. Podaří-li se kmitání terčíků zastavit, jsou oba kmitočty v tomto okamžiku absolutně stejné.

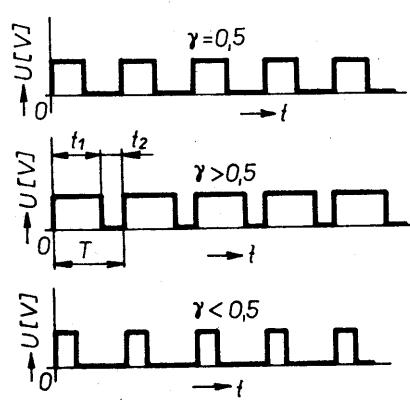
Má-li měřené napětí U_x střidu jinou než 0,5, přestanou terčíky kmitat při jiném kmitočtu f_N – kmitočet f_N se posouvá „dolů“. Grafické znázornění tohoto posuvu je vyjádřeno grafem na obr. 3 z grafu je zřejmé, že posuv k nižším kmitočtům f_N je téměř lineární. Je-li střida $\gamma < 0,5$, kmitají střídavě horní dva terčíky, zatímco při střídě $\gamma > 0,5$ kmitají spodní dva terčíky, viz obr. 4.

Při vhodném cejchování kmitočtové stupnice f_N srovnávacího generátoru napětí U_N je možné tímto způsobem měřit s dostatečnou přesností střidu napětí pravoúhlého průběhu nebo lze použít přímo graf podle obr. 3.

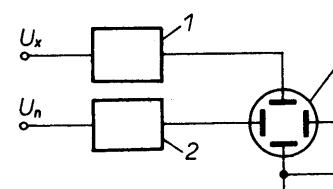
Závěr

Článek se zabývá přímou metodou měření střídy napětí pravoúhlého průběhu o známém kmitočtu. Měřicí metoda spočívá ve srovnávání měřeného napětí s neznámou střidou se srovnávacím napětím o střidě 0,5, kdy čtyři ostře svítící body se pomocí ovládacích prvků vytvarují do čtyř terčíků. Optické kmitání se zastaví kmitočtovým laděním srovnávacího generátoru. Kmitočtový posuv takto vzniklý je přímo úměrný velikosti střídy. Její velikost se přečte na cejchovém měřítku (stupnici) nebo se určí podle speciálního grafu. Přesnost metody je dána pouze přesností srovnávacího generátoru. Můžeme tedy mluvit o velmi přesné metodě měření.

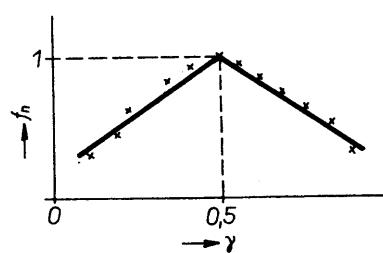
Obsah tohoto článku se opírá o autorské osvědčení AO 274 178 ze dne 29. 12. 1990 na vynález pod názvem: „Způsob měření střídy napětí obdélníkového průběhu.“



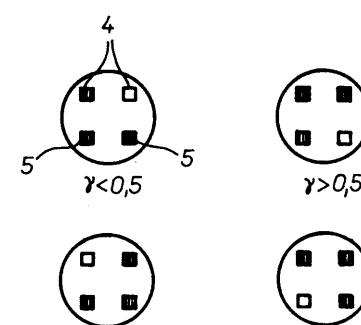
Obr. 1. Průběhy obdélníkového napětí pro definici střídy



Obr. 2. Základní zapojení měřicí metody



Obr. 3. Zobrazení kmitajících dvojic terčíků na obrazovce



Obr. 4. Graf pro čtení velikosti střídy z posuvu

Akustické výstupní zařízení „TELEGRAM“

Program „TELEGRAM“ používá vestavěný reproduktor jako výstupní zařízení, které výsledky činnosti počítače telegrafuje slyšitelnými telegrafními značkami místo obvyklejšího zobrazení na stínítku nebo tisku. Program je určen pro počítače ZX Spectrum, Didaktik Gama a počítače kompatibilní. Je vhodný tam, kde se chceme obejít bez televizoru (výstupních dat není příliš mnoho) a když nám nedělá potíže morseovka. Lze ho použít jako základ programů pro výuku telegrafní abecedy.

Program po inicializaci reaguje na znaky předávané příkazy např. PRINT 3, INPUT 3, LPRINT, LLIST do kanálu „P“ původně určeného pro printer. Současné použití tohoto programu a tiskárny se nepředpokládá.

Program je ve strojovém kódu o délce 631 byte a je podmínečně relokativní. Lze ho nahrát příkazem LOAD „TELEGRAM“ CODE XXXX a spustit např. příkazem RANDOMIZE USR XXXX, kde je adresa v paměti. Po prvním spuštění se program přizpůsobí místu uložení a připojí se ke kanálu „P“. Spuštění lze kdykoliv opakovat, připojení ke

kanálu se vždycky obnoví (např. po příkazu NEW). Jednou spuštěný program však už nelze přemisťovat.

Neumistujte program pod adresu 8000 h (32768). Přednost při přístupu ke spodní části paměti má ULA, což způsobuje citelně pomalejší chod programu a vrčivý tón značek.

Cinnost programu lze kdykoliv přerušit klávesou „BREAK“. Elektrický signál odpovídající značkám je k dispozici na zdířce pro magnetofon a značky lze nahrávat magnetofonem pro záznam programů bez dalších úprav.

Program vysílá všechna písmena mezinárodní telegrafní abecedy (MTA 2), číslice a interpunkční znaménka: křížek, tečku, otazník, čárku a lomítko. Kromě toho je vysílán znak # jako „chyba“ – 6 teček a symbol minus jako písmeno M, což umožňuje vysílat výsledky výpočtu.

Rychlosť vysílání po nahrání programu je 100 zn/min. Rychlosť lze kdykoliv změnit vysláním znaku * (CHR\$ 42), za kterým následuje jeden ze znaků: 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9,

A, B, C, D, E, F, G, H, I, J. Nová rychlosť odpovídá druhému znaku, rozsah rychlosťí je 30 až 190 zn/min po 10 zn/min. Nastavovací znaky nejsou vysílány.

Vztah mezi rychlosťí v baudech a zn/min je dán metodou „PARIS“, tj. 10 kroků (bitů) odpovídá jednomu znaku.

Chyba rychlosti vysílání nepřesáhne 1 % v celém rozsahu za předpokladu, že vysílaný text je v jednom řetězci a nemusí být teprve sestavován.

Program je předkládán ve formě pomocného programu v jazyce BASIC. Program obsahuje 63 řádků s příkazem DATA, které obsahují jednotlivé byte programu „TELEGRAM“. Jedenácté číslo v příkazu je vždy kontrolní součet předchozích deseti čísel modulo 256. Po spuštění program překontroluje jednotlivé řádky a ohláší případnou chybu. Je-li program bez chyby, je v paměti od adresy 40000 sestaven kód programu a nabídnu jeho nahrání na kazetu.

Pomocný program lze nahrát příkazem RUN 6000.

Zájemcům, kteří nechtějí program pracně přepisovat, ho autor rád nahraje na kazetu. Kazetu a zpětné poštovné pošlete na adresu:

Jan Čermák
Mikulovská 7
628 00 Brno

```
1 DATA 205,082,000,059,059,193,011,011,011,033,152
2 DATA 030,001,009,203,126,040,034,203,190,033,101
3 DATA 075,002,009,094,035,086,123,178,040,021,151
4 DATA 035,229,105,096,025,229,094,035,086,105,015
5 DATA 096,025,093,084,225,115,035,114,225,024,012
6 DATA 228,033,079,092,094,035,086,033,015,000,183
7 DATA 025,235,033,071,000,009,235,115,035,114,104
8 DATA 201,033,030,001,203,118,040,035,079,033,005
9 DATA 249,001,205,021,001,048,020,078,035,070,216
10 DATA 033,031,001,113,035,112,096,105,009,009,032
11 DATA 235,033,033,001,115,035,114,033,030,001,118
12 DATA 203,182,201,254,042,032,003,203,246,201,031
13 DATA 254,165,056,005,214,165,195,016,012,243,045
14 DATA 079,033,035,001,205,021,001,048,029,024,220
15 DATA 002,225,035,126,229,006,005,005,040,247,152
16 DATA 079,197,230,192,254,064,040,025,254,128,183
17 DATA 040,057,254,192,040,036,193,225,251,062,070
18 DATA 127,219,254,031,216,207,020,193,121,023,131
19 DATA 023,024,220,033,031,001,078,035,070,058,061
20 DATA 072,092,031,031,031,230,007,246,024,087,083
21 DATA 024,025,033,033,001,078,035,070,058,072,173
22 DATA 092,031,031,031,230,007,087,024,008,033,062
23 DATA 031,001,078,035,070,024,237,205,252,000,165
24 DATA 033,031,001,078,035,070,058,072,092,031,245
25 DATA 031,031,230,007,246,024,087,205,252,000,089
26 DATA 024,181,122,030,106,211,254,029,032,253,218
27 DATA 030,106,246,024,211,254,029,032,253,011,172
28 DATA 120,177,032,234,201,035,035,126,167,200,047
29 DATA 185,035,032,247,055,201,128,060,000,180,099
30 DATA 000,065,180,000,066,234,064,067,238,064,210
31 DATA 068,233,000,069,144,000,070,174,064,071,125
32 DATA 249,000,072,170,064,073,164,000,074,191,033
33 DATA 064,075,237,000,076,186,064,077,244,000,255
34 DATA 078,228,000,079,253,000,080,190,064,081,029
35 DATA 251,064,082,185,000,083,169,000,084,208,102
36 DATA 000,085,173,000,086,171,064,087,189,000,087
37 DATA 088,235,064,089,239,064,090,250,064,097,000
38 DATA 180,000,098,234,064,099,238,064,100,233,030
39 DATA 000,101,144,000,102,174,064,103,249,000,169
40 DATA 104,170,064,105,164,000,106,191,064,107,051
41 DATA 237,000,108,186,064,109,244,000,110,228,006
42 DATA 000,111,253,000,112,190,064,113,251,064,134
43 DATA 114,185,000,115,169,000,116,208,000,117,000
44 DATA 173,000,118,171,064,119,189,000,120,235,165
```

Jedním z nejznámějších světových výrobců operačních zesilovačů je firma Linear Technology (USA). Z jejího přehledového kata-

logu jsme vybrali ukázky z výrobního programu operačních zesilovačů pro nejrůznější použití (viz též 3. str. obálky). Z přehledu je

dobře patrný rozdíl mezi jednotlivými typy OZ (běžné, JFET, přístrojové atd.). Názvy uváděných parametrů viz str. 159.

MILITARY PRECISION OP AMPS



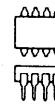
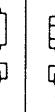
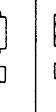
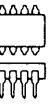
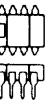
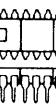
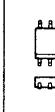
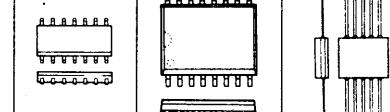
PART NUMBER	ELECTRICAL CHARACTERISTICS						PACKAGES AVAILABLE	IMPORTANT FEATURES
	V _{OS} MAX (µV)	T _C V _{OS} (µV/°C)	I _B MAX (nA)	A _{VOL} MIN (V/mV)	SLEW RATE MIN (V/µs)	NOISE MAX 10Hz (nV/Hz)		
SINGLE								
LT1001AM	15	0.6	2.0	450	0.15	18	H, J8	Extremely Low Offset Voltage, Low Noise, Low Drift
LT1001M	60	1.0	3.8	400	0.15	18	H, J8	
LT1006AM	50	1.3	15	1000	0.25	24 [†]	H, J8	
LT1006M	80	1.8	25	700	0.25	24 [†]	H, J8	
LT1007AM	25	0.6	35	7000	1.7	4.5	H, J8	
LT1007M	60	1.0	55	5000	1.7	4.5	H, J8	Extremely Low Noise, Low Drift
LT1008M	120	1.5	0.1	200	0.1	30	H	Low Bias Current, Low Power
LT1010M	90mV	0.6mV/°C [†]	150µA	0.995	75	90 [†]	H, K	High Speed Buffer, Drives ±10V into 75Ω
LT1012M	35	1.5	0.1	200	0.1	30	H	Low V _{OS} , Low Power
LT1022AM	250	5.0	0.05	150	23	50	H	Very High Speed JFET Input Op Amp with Very Good DC Specs
LT1022M	600	9.0	0.05	120	18	60	H	
LT1028AM	40	0.8	90	7000	11	1.7	H, J8	Lowest Noise, High Speed, Low Drift
LT1028M	80	1.0	180	5000	11	1.9	H, J8	
LT1037AM	25	0.6	35	7000	11	4.5	H, J8	Extremely Low Noise, High Speed
LT1037M	60	1.0	55	5000	11	4.5	H, J8	
LT1055AM	150	4	0.05	150	10	50	H	
LT1055M	400	8	0.05	120	7.5	60	H	
LT1056AM	180	4	0.05	150	12	50	H	
LT1056M	450	8	0.05	120	9	60	H	
LT1077AM	40	0.4	9	250	0.12	40	H, J8	Micropower, Single Supply, Precision, Low Noise
LT1077M	60	0.4	11	200	0.12	29 [†]	H, J8	
LTC1050AM	5	0.05	0.035	3162	4 [†]	0.6µVp-p ^{**}	H, J8	Auto Zeroed Precision Op Amp, No External Capacitors Required
LTC1050M	5	0.05	0.050	1000	4 [†]	0.6µVp-p ^{**}	H, J8	
LTC1052M	5	0.05	0.03	1000	3 [†]	0.5µVp-p ^{**}	H, J, J8	Low Noise, Auto Zeroed Precision Op Amp
LTC1150M	5	±0.05	0.03	10000	3 [†]	0.6µVp-p ^{**}	H, J8	Auto Zeroed Precision Op Amp That Operates on ±15V Supplies. No External Capacitors Required
LF155A	2000	5	0.05	75	5	25 ^{†*}	H	
LF155	3500	15	0.10	50	5	25 ^{†*}	H	
LF156A	2000	5	0.05	75	10	15 ^{†*}	H	
LF156	3500	15	0.10	50	9	15 ^{†*}	H	
LM10	2000	2 [†]	20	120		50 [†]	H, J8	On-Chip Reference Operates with +1.2V Single Battery
LM101A	2000	15	75	25	0.3	28 [†]	H, J8	Uncompensated General Purpose
LM107	2000	15	75	25	0.3	28 [†]	H, J8	Compensated General Purpose
LM108A	500	5	2	40	0.1	30 [†]	H	
LM108	2000	15	3	25	0.1	30 [†]	H	Low Bias Current, Low Supply Current
LM118	4000		250	25	50	42 [†]	H	High Speed, 15MHz
LT118A	1000		250	200	50	42 [†]	H, J8	High Speed, 15MHz
OP-05A	150	0.9	2	300	0.1	18	H, J8	
OP-05	500	2.0	3	200	0.1	18	H, J8	
OP-07A	25	0.6	2	300	0.1	18	H, J8	Low Initial Offset, Low Noise, Low Drift
OP-07	75	1.3	3	200	0.1	18	H, J8	
OP-15A	500	5	0.05	100	10	20 ^{†*}	H	
OP-15B	1000	10	0.1	75	7.5	20 ^{†*}	H	Precision JFET Input, Low I Bias, No Phase Reversal
OP-15C	3000	15	0.2	50	5	20 ^{†*}	H	
OP-16A	500	5	0.5	100	18	20 ^{†*}	H	
OP-16B	1000	10	0.1	75	12	20 ^{†*}	H	
OP-16C	3000	15	0.2	50	9	20 ^{†*}	H	
OP-27A	25	0.6	40	1000	1.7	5.5	H, J8	Very Low Noise, Unity Gain Stable
OP-27C	100	1.8	80	700	1.7	8.0	H, J8	
OP-37A	25	0.6	40	1000	11	5.5	H, J8	
OP-37C	100	1.8	80	700	11	8.0	H, J8	Very Low Noise, Stable for Gain ≥ 5
OP-97A	25	0.6	±0.1	300	0.1	30	H, J8	Low Noise, Low Bias Current

PART NUMBER	ELECTRICAL CHARACTERISTICS							PACKAGES AVAILABLE	IMPORTANT FEATURES	
	V _{DS} MAX (μV)	T _C V _{DS} (μV/°C)	I _B MAX (nA)	A _{VOL} MIN (V/mV)	SLEW RATE MIN (V/μs)	NOISE MAX 10Hz (nV/√Hz)				
DUAL										
LT1002AM	60	0.9	3.0	400	0.15	20	J	Dual, Matched LT1001 High CMRR, PSRR Matching		
LT1002M	100	1.3	4.5	350	0.15	20	J			
LT1013AM	150	2.0	20	1500	0.2	24 [†]	H, J8	Precision Dual Op Amp in 8-Pin Package		
LT1013M	300	2.5	30	1200	0.2	24 [†]	H, J8			
LT1024AM	50	1.5	0.12	250	0.1	33	D	Low V _{DS} , Low Power, Matching Specs		
LT1024M	100	2.0	0.20	180	0.1	33	D			
LT1057AM	450	7	0.05	150	10	26 [†]	H, J8	Low Offset, JFET Input Multiple Op Amps Combine High Speed and Excellent DC Specs		
LT1057M	800	12	0.075	100	8	26 [†]	H, J8			
LT1078AM	70	2.0	0.25	250	0.07 [†]	40	H, J8	Micropower, Precision, Single Supply, Low Noise Dual		
LT1078M	120	2.5	0.35	200	0.07 [†]	29 [†]	H, J8			
LT1124AM	170	1	55	1000	2.3	5.5	J8	Dual Precision Op Amp, Low Noise, High Speed		
LT1124M	250	1.5	70	700	2.0	5.5	J8			
LT1178AM	70	2.2	5	140	0.013	75	H, J8	17μA Max, Single Supply, Precision Dual		
LT1178M	120	3.0	6	110	0.013	50 [†]	J, N			
LTC1051M	5	0.05	0.05	1000	4 [†]	0.4μVp-p ^{**}	J8	Dual, Precision Auto Zeroed Op Amp. No External Capacitors Required.		
LF412AM	1000	10	0.1	100	10	20 ^{†*}	H, J8	High Performance Dual JFET Input Op Amp		
LH2108A	500	5.0	2	40	0.1	30 [†]	D	Dual, Low Bias Current, Side Brazed Package		
LH2108	2000	15.0	2	25	0.1	30 [†]	D			
OP-215A	1000	10	0.1	150	10	20 ^{†*}	H, J8	High Performance Dual JFET Input Op Amp		
OP-215C	3000	20	0.2	50	8	20 ^{†*}	H, J8			
OP-227A	80	1.0	40	3000	1.7	6	J	Dual Matched OP-27		
OP-227C	180	1.8	80	2000	1.7	9	J			
OP-237A	80	1.0	40	3000	10	6	J	Dual Matched OP-37		
OP-237C	180	1.8	80	2000	10	9	J			
OP-270A	175	1	60	400	1.7	3.6 [†]	J8	Dual Precision Op Amp, Low Noise		
QUAD										
LT1014AM	180	2.0	20	1500	0.2	24 [†]	J	Precision Quad Op Amp in 14-Pin Package		
LT1014M	300	2.5	30	1200	0.2	24 [†]	J			
LT1058AM	600	10	0.05	150	10	26 [†]	J	Low Offset JFET Input Multiple Op Amps Combine High Speed and Excellent DC Specs		
LT1058M	1000	15	0.075	100	8	29 [†]	J			
LT1079AM	120	2.0	0.25	250	0.07 [†]	40	J	Micropower, Precision, Single Supply, Low Noise Quad		
LT1079M	150	2.5	0.35	200	0.07 [†]	26 [†]	J			
LT1125AM	170	1	55	1000	2.3	5.5	J	Quad Precision Op Amp, Low Noise, High Speed		
LT1125M	250	1.5	70	700	2.0	55	J			
LT1179AM	100	2.2	3	140	0.013	75	J	17μA Max, Single Supply, Precision Quad		
LT1179M	150	3.0	6	110	0.013	50 [†]	J			
LTC1053M	5	0.05	0.05	1000	4 [†]	0.4μVp-p ^{**}	J	Quad Precision Auto Zeroed Op Amp, No External Capacitors Required.		
OP-470A	600	2	50	400	1.4	6.5	J	Quad Precision Op Amp, Low Noise		

[†] Typical Spec

^{*} 100Hz Noise

^{**} DC to 1Hz Noise

									
H TO-5 8 LEAD 10 LEAD	J8 HERMETIC DIP 8 LEAD	J HERMETIC DIP 14 LEAD 16 LEAD 18 LEAD 20 LEAD 24 LEAD	N8 PLASTIC DIP 8 LEAD	N PLASTIC DIP 14 LEAD 16 LEAD 18 LEAD 20 LEAD 24 LEAD	D8 HERMETIC DIP 14 LEAD 16 LEAD 18 LEAD	D HERMETIC DIP 14 LEAD 16 LEAD 18 LEAD	S8 PLASTIC SO 8 LEAD	S PLASTIC SO 14 LEAD 16 LEAD	W CERPAK 10 LEAD

COMMERCIAL PRECISION OP AMPS

PART NUMBER	ELECTRICAL CHARACTERISTICS							IMPORTANT FEATURES
	V _{OS} MAX (µV)	T _C V _{OS} (µV/°C)	I _B MAX (nA)	A _{VOL} MIN (V/mV)	SLEW RATE MIN (V/µs)	NOISE MAX 10Hz (nV/√Hz)	PACKAGES AVAILABLE	
SINGLE								
LT1001AC	25	0.6	2.0	450	0.15	18	H, J8, N8	Extremely Low Offset Voltage, Low Noise, Low Drift
LT1001C	60	1.0	3.8	400	0.15	18	H, J8, N8, S8	Single Supply Operation, Fully Specified for +5V Supply
LT1006AC	50	1.3	15	1000	0.25	24 [†]	H, J8	
LT1006C	80	1.8	25	700	0.25	24 [†]	H, J8, N8	
LT1006S8	400	3.5	25	700	0.25	25	S8	
LT1007AC	25	0.6	35	7000	1.7	4.5	H, J8, N8	Extremely Low Noise, Low Drift
LT1007C	60	1.0	55	5000	1.7	4.5	H, J8, N8, S	
LT1008C	120	1.5	0.1	200	0.1	30	H, N8	Low Bias Current, Low Power
LT1010C	100mV	0.6mV/°C [†]	250µA	0.995	75	90 [†]	H, K, T	High Speed Buffer, Drives ±10V into 75Ω
LT1012C	25	0.6	100	300	0.1	30	H, N8	Low V _{OS} , Low Power
LT1012CA	50	1.5	0.15	200	0.1	30	H, N8	
LT1012D	60	1.7	150	200	0.1	30	H, N8	
LT1012S8	120	1.8	0.28	200	0.1	30	S8	
LT1022AC	250	5.0	0.05	150	23	50	H	Very High Speed JFET Input Op Amp with Very Good DC Specs
LT1022CH	600	9.0	0.05	120	18	60	H	
LT1022CN8	1000	15.0	0.05	100	18	60	N8	
LT1028AC	40	0.8	90	7000	11	1.7	H, J8, N8	Lowest Noise, High Speed, Low Drift
LT1028C	80	1.0	180	5000	11	1.9	H, J8, N8, S	
LT1037AC	25	0.6	35	7000	11	4.5	H, J8, N8	Extremely Low Noise, High Speed
LT1037C	60	1.0	55	5000	11	4.5	H, J8, N8, S	
LT1055AC	150	4	0.05	150	10	50	H	
LT1055C	400	8	0.05	120	7.5	60	H	
LT1055CN8	700	12	0.05	120	7.5	60	N8	
LT1055S8	1500	15	0.1	120	7.5	70	S8	
LT1056AC	180	4	0.05	150	12	50	H	
LT1056C	450	8	0.05	120	9	60	H	
LT1056CN8	800	12	0.05	120	9	60	N8	
LT1056S8	1500	15	0.1	120	9.0	70	S8	
LT1077AC	40	0.4	9	250	0.12	40	H, J8, N8	Micropower, Single Supply, Precision, Low Noise
LT1077C	60	0.4	11	200	0.12	29 [†]	H, J8, N8	
LT1077S8	150	3.0	11	240	0.05	28 [†]	S8	
LT1097C	50	1.0	±0.250	700	0.1	16 [†]	N8	Low Cost, Low Power Precision
LT1097S8	60	1.4	±0.350	700	0.1	16 [†]	S8	
LT1115C	280	0.5 (Typ)	±380	2000	10	1.8	N8, S	Lowest Noise, Ultra Low Distortion Audio Optimized Op Amp
LTC1049C	10	0.1	±0.050	3162	0.8 [†]	1.0µVp-p ^{**}	J8, N8	Auto Zeroed Precision Op Amp, No External Capacitors Required
LTC1050AC	5	0.05	0.035	3162	4 [†]	0.6µVp-p ^{**}	H, J8, N8, S8	
LTC1050C	5	0.05	0.050	1000	4 [†]	0.6µVp-p ^{**}	H, J8, N8, S8	
LTC1052C	5	0.05	0.03	1000	3 [†]	0.5µVp-p ^{**}	H, N8, N	Low Noise, Auto Zeroed Precision Op Amp
LTC7652C	5	0.05	0.03	1000	3 [†]	0.5µVp-p ^{**}	H, N8	
LTC1150	5	0.05	0.03	10000	3 [†]	0.6µVp-p ^{**}	H, J8, N8, S8	Auto Zeroed Precision Op Amp That Operates on Standard ±15V Supplies. No External Capacitors Required
LF355A	2000	5	0.05	75	5	25 [†]	H, N8	JFET Inputs, Low I _B Bias, No Phase Reversal
LF356A	2000	5	0.05	75	10	15 [†]	H, N8	
LM10B	2000	2 [†]	20	120	—	50 [†]	H, J8	
LM10BL	2000	2 [†]	20	60	—	50 [†]	H, J8	On-Chip Reference Operates with +1.2V Single Battery
LM10C	4000	5 [†]	30	80	—	50 [†]	H, J8, N8	
LM10CL	4000	5 [†]	30	40	—	50 [†]	H, J8, N8	
LM308A	500	5	7	60	0.1	30 [†]	H, N8	Low Bias, Supply Current
LT318A	1000		250	200	50	42 [†]	H, J8, N8	High Speed, 15MHz
LM318	10000		500	25	50	42 [†]	H, J8, N8, S8	High Speed, 15MHz
OP-05C	1300	4.5	7	120	0.1	20	H, J8, N8	Low Noise, Low Offset Drift With Time
OP-05E	500	2.0	4	200	0.1	18	H, J8, N8	

[†] Typical Spec [†] 100Hz Noise ^{**} DC to 1Hz Noise

PART NUMBER	ELECTRICAL CHARACTERISTICS							PACKAGES AVAILABLE	IMPORTANT FEATURES
	V _{OS} MAX (μV)	T _C V _{OS} (μV/°C)	I _B MAX (nA)	A _{VOL} MIN (V/mV)	SLEW RATE MIN (V/μs)	NOISE MAX 10Hz (nV/√Hz)			
SINGLE									
OP-07C	150	1.8	7	120	0.1	20	H, J8, N8, S8		Low Initial Offset, Low Noise, Low Drift
OP-07E	75	1.3	4	200	0.1	18	H, J8, N8		
OP-15E	500	5	0.05	100	10	20 [†]	H, N8		Precision JFET Input, Low I _B Bias, No Phase Reversal
OP-15F	1000	10	0.1	75	7.5	20 [†]	H, N8		
OP-15G	3000	15	0.2	50	5	20 [†]	H, N8		
OP-16E	500	5	0.05	100	18	20 [†]	H, N8		Precision JFET Input, High Speed, No Phase Reversal
OP-16F	1000	10	0.1	75	12	20 [†]	H, N8		
OP-16G	3000	15	0.2	50	9	20 [†]	H, N8		
OP-27E	25	0.6	40	1000	1.7	5.5	H, J8, N8		Very Low Noise, Unity Gain Stable
OP-27G	100	1.8	80	700	1.7	8.0	H, N8		
OP-37E	25	0.6	40	1000	11	5.5	H, J8, N8		Very Low Noise, Stable for Gains ≥ 5
OP-37G	100	1.8	80	700	11	8.0	H, N8		
OP-97E	25	0.6	± 0.1	300	0.1	30	H, N8		Low Power, Low I _B , Precision
DUAL									
LT1002AC	60	0.9	3.0	400	0.15	20	J, N		Dual, Matched LT1001 High CMRR, PSRR Matching
LT1002C	100	1.3	4.5	350	0.15	20	J, N		
LT1013AC	150	2.0	20	1500	0.2	24 [†]	H, J8		Precision Dual Op Amp in 8-Pin Package
LT1013C	300	2.5	30	1200	0.2	24 [†]	H, J8, N8		
LT1013D	800	5.0	30	1200	0.2	24 [†]	N8, S8		
LT1024AC	50	1.5	0.12	250	0.1	33	N		Low V _{OS} , Low Power, Matching Specs
LT1024C	100	2.0	0.20	180	0.1	33	N		
LT1057AC	450	7	0.05	150	10	26 [†]	H, J8		Low Offset JFET Input Multiple Op Amps Combine High Speed and Excellent DC Specs
LT1057ACN8	450	10	0.05	150	10	26 [†]	N8		
LT1057C	800	12	0.075	100	8	26 [†]	H, J8		
LT1057CN8	800	16	0.075	100	8	26 [†]	N8		
LT1057S	2000	5 [†]	0.1	100	8	26 [†]	S		
LT1057IS	2000	5 [†]	0.1	100	8	26 [†]	S		
LT1078AC	70	2.0	8	250	0.07 [†]	40	H, J8, N8		Micropower, Precision, Single Supply, Low Noise Dual
LT1078C	120	2.5	10	200	0.07 [†]	29 [†]	H, J8, N8, S		
LT1124AC	70	1	55	2000	3	5.5	N		Dual Precision Op Amp, Low Noise, High Speed
LT1124C	100	1.5	70	1500	2.7	5.5	J, N, S		
LT1178AC	70	2.2	5	140	0.013	75	H, J8, N8		17μA Max, Single Supply, Precision Dual
LT1178C	120	3.0	6	110	0.013	50 [†]	H, J8, N8		
LTC1051C	5	0.05	0.05	1000	4 [†]	0.4μVp-p ^{**}	J8, N8, S		Dual, Precision Auto Zeroed Op Amp. No External Capacitors Required
LF412AC	1000	10	0.1	100	10	20 [†]	H, J8, N8		High Performance Dual JFET Input Op Amp
OP-215E	1000	10	0.1	150	10	20 [†]	H, J8, N8		
OP-215G	3000	20	0.2	50	8	20 [†]	H, J8, N8		
OP-227E	80	1.0	40	3000	1.7	6	J, N		Dual Matched OP-27
OP-227G	180	1.8	80	2000	1.7	9	J, N		
OP-237E	80	1.0	40	3000	10	6	J, N		Dual Matched OP-37
OP-237G	180	1.8	80	2000	10	9	J, N		
OP-270A	75	1	20	750	1.7	6.5	J		Dual Op Amp, Low Noise
OP-270C	250	3	60	350	1.7	3.6 [†]	N, S		
QUAD									
LT1014AC	180	2.0	20	1500	0.2	24 [†]	J		Precision Quad Op Amp in 14-Pin Package
LT1014C	300	2.5	30	1200	0.2	24 [†]	J, N		
LT1014D	800	5.0	30	1200	0.2	24 [†]	N, S		
LT1058AC	600	10	0.05	150	10	26 [†]	J		Low Offset JFET Input Multiple Op Amps Combine High Speed and Excellent DC Specs
LT1058ACN	600	15	0.05	150	10	26 [†]	N		
LT1058C	1000	15	0.075	100	8	26 [†]	J		
LT1058CN	1000	22	0.075	100	8	26 [†]	N		
LT1079AC	120	2.0	8	250	0.07 [†]	40	J, N		Micropower, Precision, Single Supply, Low Noise Quad
LT1079C	150	2.5	10	200	0.07 [†]	29 [†]	J, N, S		
LT1125AC	90	1	20	2000	3	5.5	N		Precision Quad Op Amp, Low Noise, High Speed
LT1125C	140	1.5	30	1500	2.7	5.5	J, N, S		
LT1179AC	100	2.2	5	140	0.013	75	J, N		17μA Max, Single Supply, Precision Quad
LT1179C	150	3.0	6	110	0.013	50 [†]	J, N		
LTC1053C	5	0.05	0.05	1000	4 [†]	0.4μVp-p ^{**}	J, N		Quad, Precision Auto Zeroed Op Amp. No External Capacitors Required.

MILITARY HIGH SPEED OP AMPS

PART NUMBER	ELECTRICAL CHARACTERISTICS							IMPORTANT FEATURES
	MIN SLEW RATE (V/μs)	TYP SETTLING TIME TO 0.01% (μs)	TYPICAL GAIN BANDWIDTH PRODUCT (MHz)	MIN AVOL (V/mV)	MAX V _{OS} (μV)	I _B MAX (nA)	PACKAGES AVAILABLE	
SINGLE								
LT1022AM	23	1.5	8.5	150	250	0.05	H	Very Good DC Specs
LT1022M	18	1.5	8.0	120	600	0.05	H	
LT1028AM	11	*	75	7000	40	90	H, J8	Lowest Voltage Noise, Good DC Specs
LT1028M	11	*	75	5000	80	180	H, J8	
LT1037AM	11	*	60	7000	25	35	H, J8	Low Voltage Noise, Good DC Specs
LT1037M	11	*	60	5000	60	55	H, J8	
LT1055AM	10	1.5	5.5	150	150	0.05	H	Lowest Offset JFET Input Op Amps
LT1055M	7.5	1.5	4.5	120	400	0.05	H	
LT1056AM	12	1.5	6.5	150	180	0.05	H	JFET Input. Faster and Better DC Specs Than OP-42. A and C Grades Have 100% Tested Settling Time
LT1056M	9	1.5	5.5	120	450	0.05	H	
LT1122AM	60	0.340** 0.540***	14	180	600	0.075	J8	Inverting Applications Can Use External Compensation to Get 150V/μs Slew Rate
LT1122BM	60	0.350**	14	180	600	0.075	J8	
LT1122CM	50	0.350** 0.590***	13	150	900	0.1	J8	Fast Slew Rate
LT1122DM	50	0.360**	13	150	900	0.1	J8	
LM118	50	1†	15	25	4000	250	H	Precision JFET Input, No Phase Reversal
LT118A	50	1†	15	200	1000	250	H, J8	
OP-15A	10	4.5	6	100	500	0.05	H	Precision JFET Input, No Phase Reversal
OP-15B	7.5	4.5	5.7	75	1000	0.1	H	
OP-15C	5	4.7	5.4	50	3000	0.2	H	Precision JFET Input, No Phase Reversal
OP-16A	18	3.8	8	100	500	0.05	H	
OP-16B	12	3.8	7.6	75	1000	0.1	H	Precision JFET Input, No Phase Reversal
OP-16C	9	4.0	7.2	50	3000	0.2	H	
DUAL								
LT1057AM	10	1.4	3.5	150	450	0.05	H, J8	Low Offset Voltage, JFET Input
LT1057M	8	1.4	3	100	800	0.075	H, J8	
LF412AM	10	2.3	5.7	100	1000	0.1	H, J8	JFET Input
OP-215A	10	2.3	5.7	150	1000	0.1	H, J8	Dual Matched OP-37
OP-215C	8	2.4	5.5	50	3000	0.2	H, J8	
OP-237A	10	*	40	3000	80	40	J	Dual Matched OP-37
OP-237C	10	*	40	2000	180	80	J	
QUAD								
LT1058AM	10	1.4	3.5	150	600	0.05	J	Lowest Offset Voltage, JFET Input Quad
LT1058M	8	1.4	3	100	1000	0.075	J	

† To 0.1%

• Not recommended for Fast Settling Applications.

** 10V Step, to 1mV at Sum Node.

*** Maximum Value, 10V Step, to 1mV at Sum Node.

Pro rychlou orientaci jsou v katalogu i přehledy vyráběných OZ podle několika parametrů, např. podle teplotního driftu napěťové nesymetrie ($\mu\text{V}/^\circ\text{C}$) - vlevo dole, podle napěťové nesymetrie vstupů (μV) - na str. 159 nahoře, podle vstupního kladového proudu (nA) - na str. 159 vlevo dole, podle napájecího napětí (OZ napájené nesymetrickým napětím) - str. 159 vpravo dole, což je velmi praktické.

LOW OFFSET VOLTAGE DRIFT

Maximum Offset Voltage Drift

$\leq 0.05\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	$\leq 0.6\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	$\leq 1\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	$\leq 1.5\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	$\leq 2.0\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	$\leq 3\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	$\leq 5\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
LTC1050A	LT1001A	LT1001	LT1002(D)	LT1006	LT1006CN8	LT1006S8
LTC1050	LT1007A	LT1002A(D)	LT1006A	LT1012D	LT1013C(D)	LT1013D(D)
LTC1051(D)	LT1012A	LT1007	LT1008	LT1012S8	LT1013M(D)	LT1014D(Q)
LTC1052	LT1037A	LT1012C	LT1012M	LT1013A(D)	LT1014C(Q)	LT1022A
LTC1053(Q)	LTC1049 ALL	LT1037	LT1024A(D)	LT1014A(Q)	LT1014M(Q)	LT1055A
LTC1150	OP07A	LT1028 ALL	OP07	LT1024(D)	LT1078(D)	LT1056A
	OP27A/E	OP05A/E	OP07E	LT1078A(D)	LT1079(Q)	LH2108A(D)
	OP37A/E	OP227A/E		LT1079A(Q)	LT1178(D)	LM10C*
		OP237A/E		LM10*	LT1179(Q)	LM108A
				LM10B*		LM308A
				OP05		OP05C
				OP07C		OP15A/E
				OP27C/G		OP16A/E
				OP37C/G		
				OP227C/G		
				OP237C/G		

*Typical

LOW OFFSET VOLTAGE
Max Input Offset Voltage ($T_A = 25^\circ\text{C}$)

$\leq 15\mu\text{V}$	$\leq 25\mu\text{V}$	$\leq 75\mu\text{V}$	$\leq 150\mu\text{V}$	$\leq 1\text{mV}$
LT1001AM	LT1001AC	LT1001	LT1002	LT1013 (D)
LTC1049	LT1007A	LT1002A (D)	LT1006	LT1014 (Q)
LTC1050A	LT1012A	LT1006A	L11008	LT1014A (Q)
LTC1050	LT1037A	LT1007	LT1012S8	LT1022 ALL
LTC1051	OP-07A	LT1012	LT1013A (D)	LT1055C
LTC1052	OP-27A	LT1012D	LT1024 (D)	LT1055M
LTC1053	OP-27E	LT1012S8	LT1028	LT1056AM
LTC1150	OP-37A	LT1024A (D)	LT1055AM	LT1056AC
LTC7652	OP-37E	LT1037	LT1055AC	LT1056M
		LT1077	LT1079A (Q)	LT1056C
		LT1078A (D)	LT11178 (D)	LT1057 ALL (D)
		LT1178A (D)	LT1179A (Q)	LT1058 ALL (Q)
		OP-07E	LT1179 (Q)	LT1078 (D)
		OP-07	OP-05A	LT1079 (Q)
		OP-97A	OP-07C, D	LT1115C
		OP-97E	OP-27C	LT1122 ALL
		LT1097C	OP-37C	LF412A
		LT1097S8	OP-227A, E (D)	LT1191
			OP-237A, E (D)	LT1192
				LT1220
				LT1221
				LT1222
				LH2108A (D)
				LM108A
				LM308A
				OP-05
				OP-05E
				OP-15A, E
				OP-15B, F
				OP-16A, E
				OP-16B, F
				OP-215A, E (D)

(D) — Dual Op Amp
(Q) — Quad Op Amp

Parametry, uváděné v těchto ukázkách:
 V_{os} - napěťová nesymetrie vstupů
TC V_{os} - teplotní drift napěťové nesymetrie

I_B - vstupní klidový proud
 A_{vol} - zesílení
slew rate - rychlosť prebehu
noise - šum
settling time - doba ustálení
gain bandwidth product - kmitočtový rozsah (součin zesílení a kmitočtu)

high speed - velmi rychlý, auto zeroed - samočinně se nulující, general purposed - pro všeobecné použití, stable for gain ... - stabilní pro (do) zesílení ..., single supply - nesouměrný zdroj, single, dual, quad - jeden, dva, čtyři OZ v jednom pouzdru, packages available - vyrábí se v pouzdru, important features - důležité poznámky, very good DC specs - velmi dobré "stejnosměrné" vlastnosti, micro-power - s malou výkonovou ztrátou, unity gain - jednotk. zes. atd.

LOW BIAS CURRENT
Max Input Bias Current ($T_j = 25^\circ\text{C}$)

$\leq 0.2\text{nA}$	$\leq 3\text{nA}$	$\leq 5\text{nA}$	$\leq 10\text{nA}$
LT1008	LT1001A	LT1001	LT1077A
LT1012 ALL	LT1002A (D)	LT1002 (D)	LT1078A (D)
LT1022 ALL	LT1006 ALL	LT1178A (D)	LT1079A (Q)
LT1024 ALL (D)	LM108	LT1179A (Q)	LT1078 (D)
LT1055 ALL	LM108A	OP-05E	LT1079 (Q)
LT1056 ALL	OP-05A	OP-07E	LT1178 (D)
LT1057 ALL (D)	OP-05		LT1179 (Q)
LT1058 ALL (Q)	OP-07A		OP-05C
LT1122 ALL	OP-07		LM308A
LF155 ALL			
LF156 ALL			
LF412A ALL			
LTC1049 ALL			
LTC1050			
LTC1051			
LTC1052			
LTC1053			
LTC1150			
LTC7652			
OP-15 ALL			
OP-16 ALL			
OP-215 ALL (D)			
OP-97A/E			
LT1097			

(D) — Dual Op Amp
(Q) — Quad Op Amp

SINGLE SUPPLY OPERATION
(Inputs and Outputs Operate Down to Ground with +V, GND Voltage Supplies)

SINGLE	DUAL	QUAD
LT1006	LT1013	LT1014
LT1077	LT1078	LT1079
LTC1049	LT1178	LT1179
LTC1050	LTC1051	LTC1053
LTC1052		
LTC1150		

VÁŽENÍ ČLENÁŘI!

V září a v listopadu 1993 vydou přílohy AR (Electus 93 a Malý katalog pro konstruktéry). Letos naše přílohy bude rozesílat firma:

Ing. Josef Šmíd, Sportovní 1380, 101 00 Praha 10.

Na této stránce je vytiskněn objednací lístek. Ten vyplňte a čítele vyplňte. Cena jednoho výtisku je 18 Kč včetně balného (papírová obálka) a poštovného. Příslušnou částku (18, 36, 54 Kč atd.) zašlete poštovní poukázkou typu C (žlutá) firmě "Ing. Josef Šmíd - zasílatele" na výše uvedenou adresu. Potom vložte vyplňný objednací lístek do obálky a zašlete na stejnou adresu.

Toto vše učiněte nejpozději do:

- a) v případě, že objednáváte pouze Electus 93, do 7. 7. 1993;
- b) v případě, že objednáváte pouze Malý katalog pro konstruktéry, do 20. 8. 1993;
- c) v případě, že objednáváte obě přílohy, do 7. 7. 1993.

Upozorňujeme, že v současné době lze poukázat peněžní úhradu prostřednictvím pošty pouze v České republice, ale po zaplacení může firma zasílat časopis i na Slovensko. Zasílatele firma Vám zaručuje dodání časopisu do 14 dnů po jeho vydání. Obě přílohy AR vycházejí podstatně menším nákladem než měsíčník AR, proto Vám doporučujeme využít tuto nabídku.

Z obsahu letošních příloh AR

Electus 93: Přijímače VKV, Přesný měřič LC, Z historie radiotechniky, Magnetické antény, Napájecí zdroje, Časový spínač, Paket radio, Regata Columbus a mnoho dalších zajímavých článků.

Malý katalog pro konstruktéry: Přehledový katalog stabilizátorů, referenčních zdrojů a výkonových operačních zesilovačů.

Aktivní i pasivní elektrosoučástky za nízké ceny nabízí

**LHOTSKY - E.A.
electronic actuell
Komenského 465/11
431 51 Klášterec nad Ohří**

Nabídkový seznam zdarma zašleme.

Součástky odesíláme poštou, nebo je možný osobní odběr ve dnech:

Po až Pá /mimo St/ 8.00 - 12.00
Út, Pá též odpoledne 15.00 - 19.30

PLOŠNÉ SPOJE

publikované v AR nebo podle Vaši předlohy
vyrobíme fotocestou bez prokovených otvorů
jednostranný 15-25 Kčs/dm²
oboustranný 25-35 Kčs/dm²
vrtání na obj. 4 hal/1 otvor

SPOJ

J. Kohout V. Kohout
Nosiská 16 U zahrádkářské kolonie 244
100 00 Praha 10 142 00 Praha 4
tel. 78 13 823 tel. 47 28 263

INZERCE



Inzerci přijímá osobně a poštou Vydavatelství Magnet-Press, inzerční oddělení (inzerce ARB), Jungmannova 24, 113 66 Praha 1, tel. 26 96 51-9 linka 341, fax 23 62 439 nebo 23 53 271. Uzávěrka tohoto čísla byla 1. 6. 1993, do kdy jsme museli obdržet úhradu za inzerát. Cena za první řádek činí 44 Kč a za každý další (i započatý) 22 Kč. Platba je včetně daně z přidané hodnoty. Cena za plošnou inzerci se řídí velikostí inzerátu. Za 1 cm² plochy je cena stanovena na 18 Kč. K ceně se připočítává 23 % DPH. Nejmenší velikost plošného inzerátu je 55×40 mm. Za opakovou inzerci poskytujeme výhodné slevy od 10 až 30 %. Texty pište čitelně, nejlépe hůlkovým písmem nebo na stroji, aby se předešlo chybám vznikajícím z nečitelnosti předlohy.

PRODEJ

SL1452, μA733, 10116, BFQ69, (515, 29, 62, 78), BFG65, GT346B, AF239S, BB405 (76, 19, 20, 8), AY-3-8500, AY-3-8910, TDA1510, A2005 (275, 346, 75, 40), LA4445, LA4461, HA13001, TA7270 (82, 98, 112, 109), BA5406, KA2206, Ty-KZ120A (78, 62, 26) zaslanie ihned. Zoznam zdarma. M. Rezníček, Na Sihoti 6, 010 01 Žilina.

Servisní manuál (kople) ZX Spectrum+2 (60+pošt.). Buček, Šustaly 1083, 742 21 Kopřivnice.

Objednávka příloh AR

Objednávám u firmy Ing. Josef Šmíd - zasílatele, Sportovní 1380, 101 00 Praha 10.



AR příloha 1 (Electus 93): ks

AR příloha 2 (M. katalog): ks

AR přílohy 1 + 2: ks

JMÉNO A PŘIJMENÍ:

ADRESA:

PSČ:

PODPIS

**Reproduktoře
a reproduktorkové
soustavy
trochu jinak**

**V PŘÍŠTÍM ČÍSLE :
(vyjde 23. 9. 1993)**